Tehnium

ANUL XXIII — NR. 269 4 / 1993

SUMAR

ELECTRONICĂ APLICATĂ .... pag. 2—3
Radioreceptor MF—MA cu circuite integrate

INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ ..... pag. 4—5
Diode zener și aplicațiile lor
Tranzistorul în comutație

CQ-YO .... pag. 6—7
Antene de emisie și recepție pentru US și UUS folosite de radioamatori

AUDIO .... pag. 8—9
Procesor audio cu TDA 1022

LABORATOR .... pag. 10—11
Voltmetru digital cu autoscalare
Joystick programabil

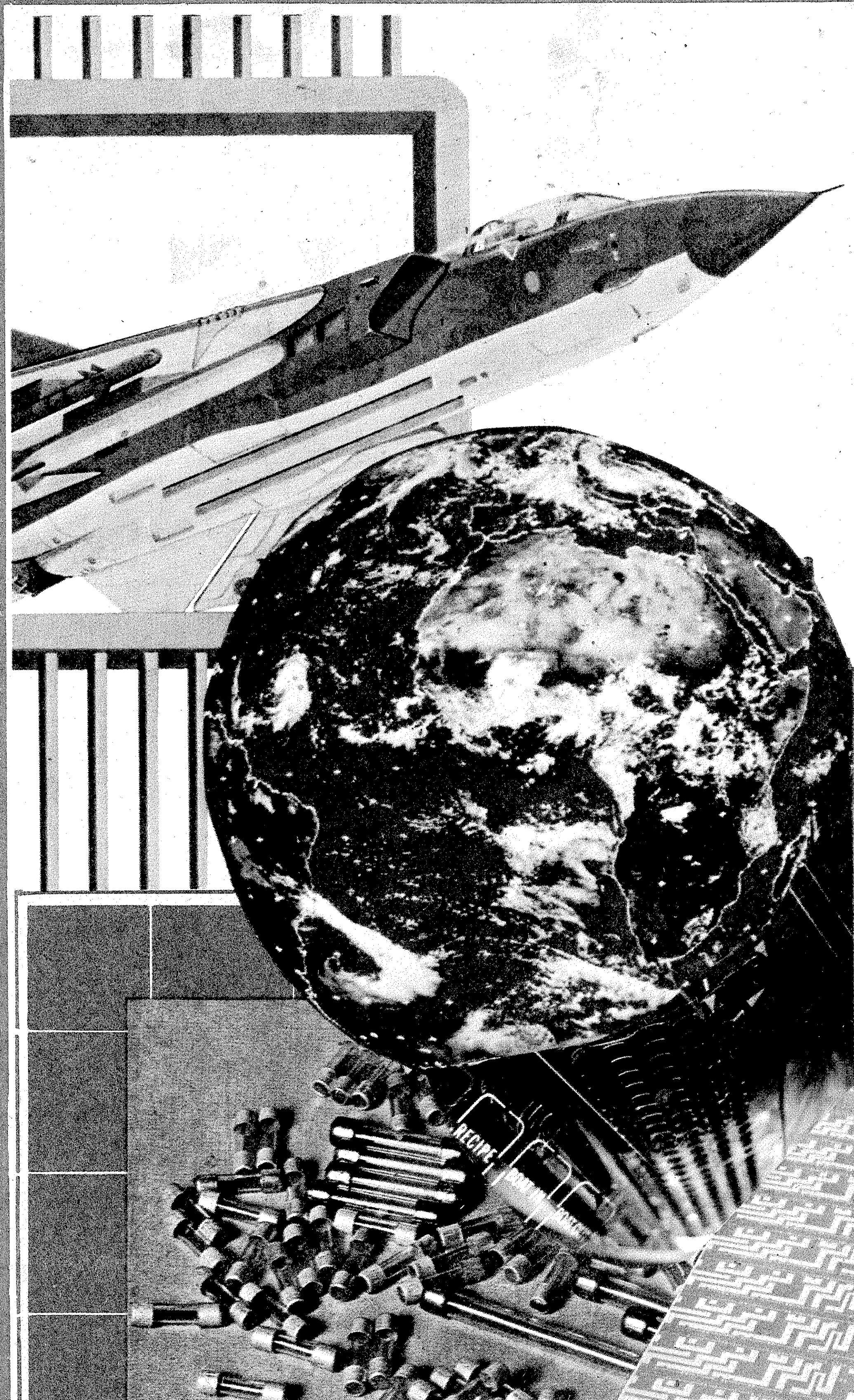
SERVICE .... pag. 12—13
Interșanjabilitatea modulelor de baleiaj vertical

AUTO—MOTO .... pag. 14—15
Echipamentul electric al autovehiculelor: Terminologie
Carburatorul DAAZ 2108. Particularități de exploatare

ATELIER .... pag. 16—17
Temporizator-prelungitor
Mașina de bobinat (continuare)

CITITORII RECOMANDĂ .... pag. 18—19
Oscilatoare CMOS

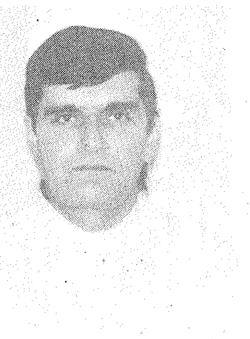
VIDEORECORDERE .... pag. 20—21
Videocasetofoanele HQ și Hi-Fi



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE, NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON:618 35 66—617 60 10/2059

Prețul 100 LEI



● S-a născut la 22.03.1951 în Sebeş, jud. Alba;

● A absolvit cursurile Şcolii Postliceale I.F.A., specialitatea Dozimetrie-Radioprotecţie;

● A debutat în anul 1980 la revista TEHNIUM;

● În prezent lucrează la I.F.A.—I.F.I.N.;

● Preocupări actuale de domeniile: audio, aparatură de laborator, automatizări.

ALEXANDRU ZANCA

RADIORECEPTOR MF-MA CU CIRCUITE INTEGRATE

ALEXANDRU ZANCA

În rândurile ce urmează propun constructorilor amatori realizarea unui tuner MF—MA performant, realizat cu circuitul integrat TDA 1220, circuit similar cu circuitul integrat TBA 750 A, dar cu performanţe superioare.

Deoarece acest circuit este mai puţin cunoscut — dar se poate procura din magazinele de specialitate — se va face mai întâi o prezentare a funcţionării, a parametrilor şi a performanţelor acestuia.

SCHEMA BLOC. În figura 4 este prezentată schema bloc a circuitului integrat şi configuraţia terminalelor. Din figură se observă existenţa a două secţiuni distincte, şi anume, calea de modulaţie în frecvenţă (MF) şi calea de modulaţie în amplitudine (MA), precum şi un etaj comun, amplificatorul de ieşire.

Secţiunea MF cuprinde amplificatorul-limitator de frecvenţă intermediară (FI—MF) şi demodulatorul (detectorul) MF.

AMPLIFICATORUL LIMITATOR de frecvenţă intermediară are o arhitectură şi funcţionare similară cu cea a circuitului integrat TAA 661. În acest etaj semnalul FI, de 10,7 MHz, este amplificat şi limitat de un lanţ de patru amplificatoare limitatoare. Impedenţa de intrare a acestui etaj este în jur de 6,5 kΩ în paralel cu 14 pF, la frecvenţa de 10,7 MHz. Polarizarea primului etaj este disponibilă la pinul 14, realizându-se totodată şi o reacţie totală în c.c. pentru o funcţionare stabilă. Cea de-a doua intrare a amplificatorului este disponibilă la pinul 15, fiind decuplată la pinul 14, care la rândul lui este legat la masă din punct de vedere alternativ prin condensatorul C. O reţea R, L, C conectată la ieşirea amplificatorului (pinii 12 şi 13) asigură schimbarea fazei semnalului FI cu 90°, schimbare necesară funcţionării detectorului sensibil la fază din etajul următor. Nivelul semnalului la pinul 13 este de aproximativ 150 mV.

DETECTORUL MF utilizează un circuit în cvadratură folosit ca detector sensibil la fază, cu alte cuvinte un detector echilibrat şi sincron. Semnalul se injectează în acest etaj prin intermediul bobinei L0 cu valoarea de 22 μH, spre deosebire de circuitul integrat TAA 661 unde injecţia semnalului se face capacitiv. Alegerea parametrilor reţelei R0, C0, L0 stabileşte performanţele semnalului audio util, în speţă distorsiunile. Pentru reducerea acestora şi îmbunătăţirea fazei se poate folosi un circuit dublu acordat, dar în acest caz nivelul semnalului audio util scade. Tot în scopul nealterării calităţii circuitului L0, C0, R0, este obligatoriu ca frecvenţa de oscilaţie a bobinei L0 pe capacitatea proprie (parazită) să fie peste 30 MHz.

Din cele arătate mai sus, se poate vedea uşor superioritatea acestui circuit faţă de secţiunea similară a circuitului TBA 750.

SECŢIUNEA MA este întrucâtva asemănătoare cu cea a circuitului TBA 750 şi cuprinde următoarele etaje: amplificatorul RF, mixerul, oscilatorul local, dispozitivul de control automat al amplificării (CAA).

AMPLIFICATORUL ŞI MIXERUL. Transferul semnalului de la circuitul de antenă la pinul 2 al circuitului — intrarea amplificatorului RF — se realizează în raport subunitar, prin intermediul bobinei L2, pentru a realiza o adaptare convenabilă a impedanţei de intrare a amplificatorului RF cu impedanţa la rezonanţă a circuitului acordat din antenă. Performanţele amplificatorului de RF sunt stabile până în jurul frecvenţei de 30 MHz. Mixerul foloseşte un multiplicator dublu echilibrat, iar ieşirea de frecvenţă intermediară (FI) disponibilă la pinul 3, este conectată direct la bobina filtrului FI.

OSCILATORUL LOCAL este realizat ca un etaj diferenţial în cruce, care oscilează la o frecvenţă determinată de sarcina la pinul 1. Pentru îmbunătăţirea factorului de calitate al circuitului rezonant al oscilatorului local, cuplajul se face prin transformator, la pinul 1 nivelul oscilaţiilor fiind de aproximativ 100 mV. Performanţele etajului se păstrează până mai sus de 30 MHz, dar, pentru o bună stabilitate faţă de variaţiile tensiunii de alimentare (+Vcc) şi pentru o funcţionare corectă a dispozitivului CAA (evitarea efectului de „târâre"), este necesar ca pentru frecvenţe superioare valorii de 10 MHz să se realizeze un raport C/L ridicat.

În cazul diferitelor aplicaţii particulare, la pinul 1 se poate aduce semnal de la un oscilator extern, cu

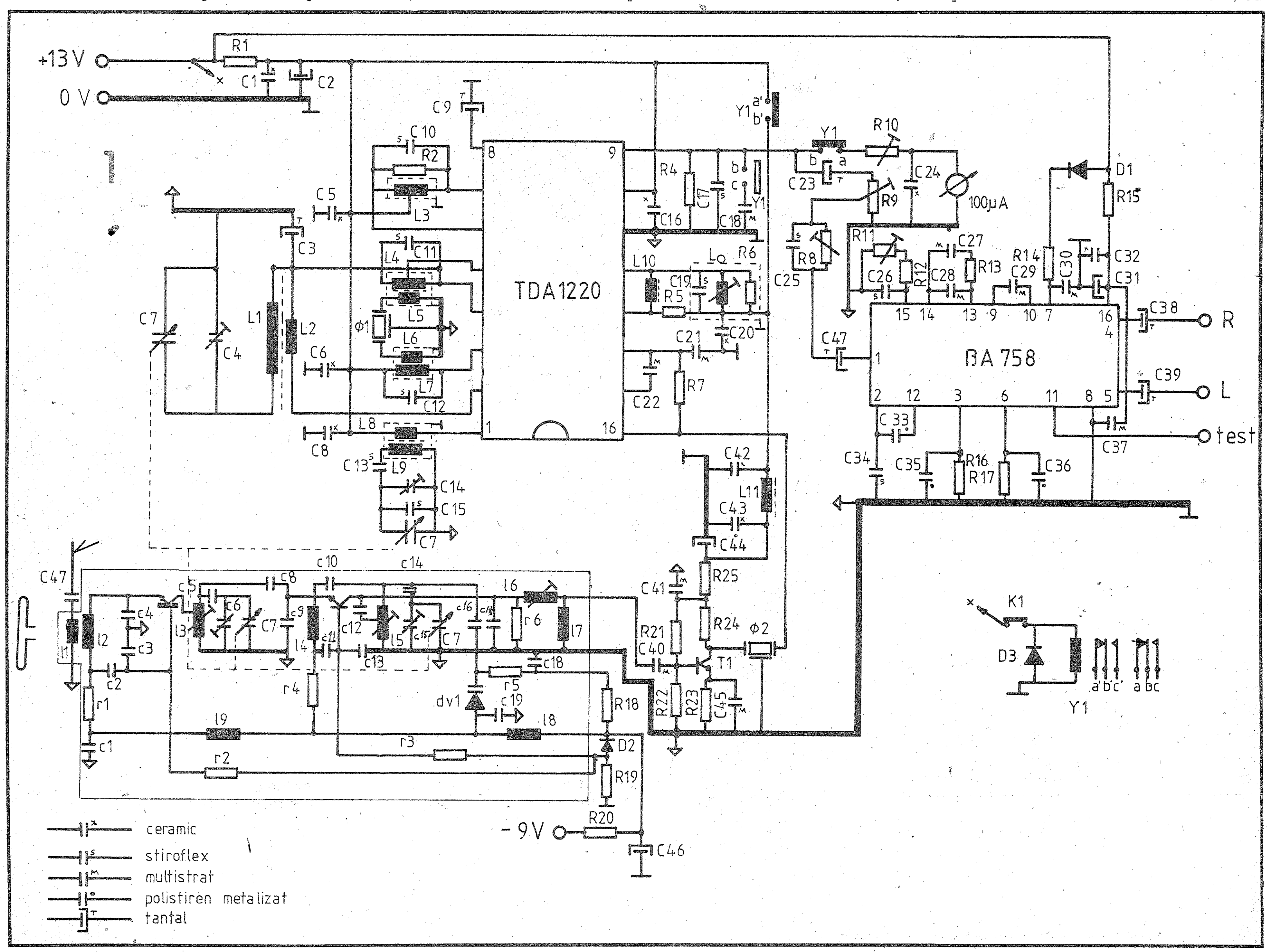


Tabela 1

PARAMETRUL		CONDITII	MIN	TIP	MAX	U.M.
Tensiune almentare	Vcc		3		16	V
Curent absorbit	Id	sectiunea MA		9	15	mA
		sectiunea MF		9	15	mA
Sectiunea MA (f_o = 1MHz; f_m = 1KHz)						
Sensibilitate intrare	Vi	S/N = 26dB m=0,3		12	25	μV
Raport semnal zgomot	S/N	Vi=10mV m=0,3		50	60	dB
Domeniu CAA (AGC)		ΔV_{out} =10dB m=0,3		80		dB
Tensiune audioiesire	Vo	Vi=1mV m=0,3	40	80	160	mV
Distorsiuni	d	Vi=1mV m=0,8		1	3	%
		Vi=1mV m=0,3		0,4	1	%
Nivel maxim la intrare	V_H	m=0,8 d=10%		80		mV
Rezistenta de intrare [pini 2-4]	Ri	m=0		7,5		KΩ
Capacitate intrare [intre pinii 2-4]	Ci	m=0		18		pF
Rezistenta de iesire	Ro			7		KΩ
Sectiunea MF (f_o = 10,7MHz; f_m = 1KHz)						
Tensiune intrare	Vi	punct limitare -3dB			36	μV
Rejectia modulatiei în amplitudine	AMR	Δf=±22,5KHz; Vi=3mV	35	48		dB
Raport semnal zgomot	S/N	Δf=±22,5KHz; Vi=1mV	55	70		dB
Distorsiuni	d					
-un circuit acordat		Δf=±75KHz; Vi=1mV		0,7	3	%
-doua circuite acordate		Δf=22,5KHz; Vi=1mV		0,2		%
Tensiune audio iesire	Vo	f=22,5KHz Vi=1mV	40	80	160	mV
Rezistenta intrare [intre pinii 16-11]	Ri	Δf=0		6,5		KΩ
Capacitate intrare [intre pinii 16-11]	Ci	Δf=0		14		pF
Rezistenta iesire	Ro			7		KΩ

Tabela 2

PINI	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	UM
MA	12	0,9	12	0,9	0,9	12	12	0,7	1,2	12	0	-	-	-	-	-	V
MF	-	-	-	-	-	-	-	-	3,2	12	0	12	12	2,5	2,5	2,5	V

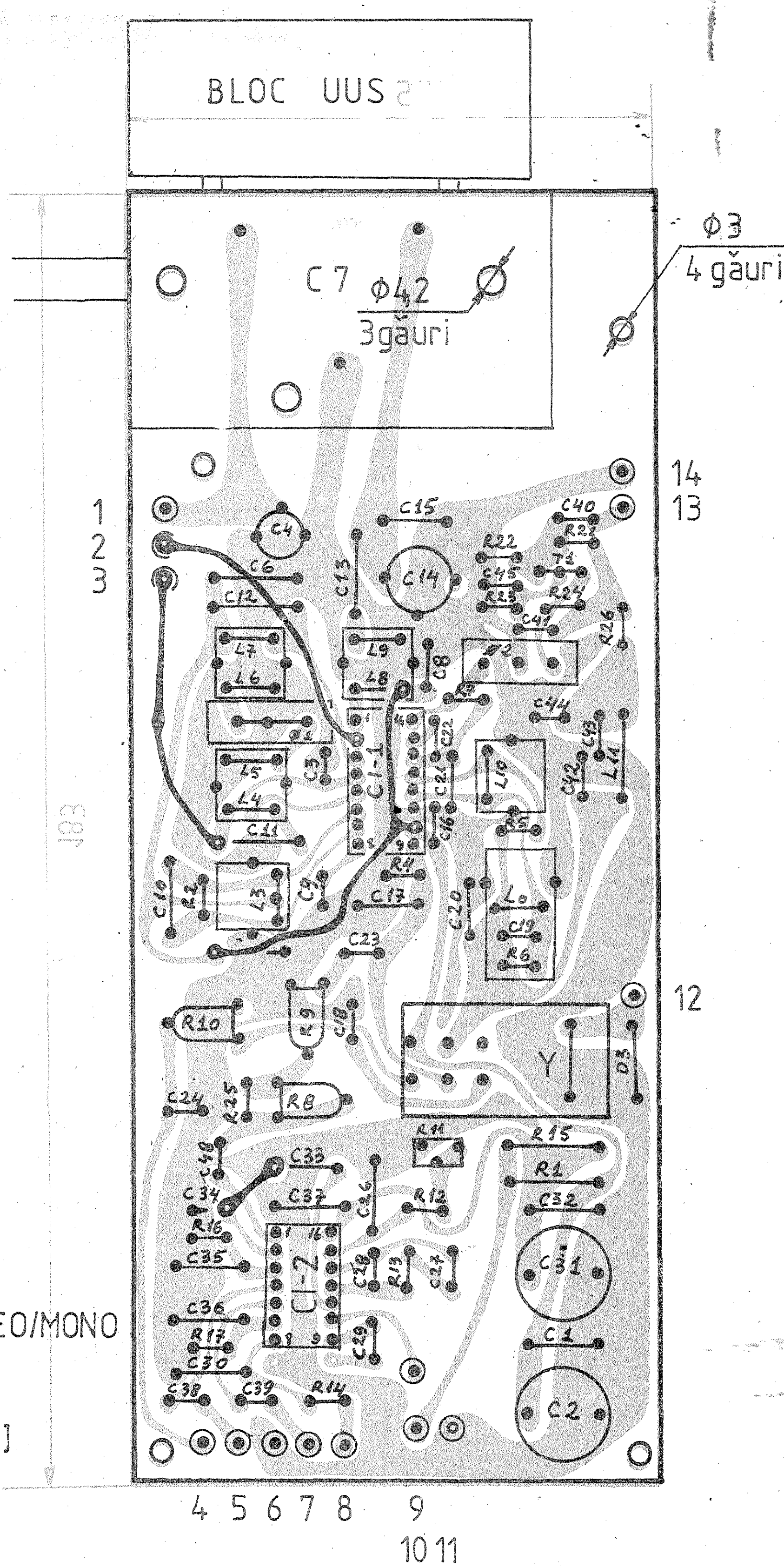
condiția ca nivelul oscilațiilor (semnalului) să fie de 50 mV, pinul 1 fiind conectat la +Vcc printr-un rezistor de 100Ω.

AMPLIFICATORUL DE FI ȘI DETECTORUL. Amplificatorul de FI este un amplificator de bandă largă cu etajul de ieșire acordat. Ieșirile sunt disponibile la pinii 6 și 7 ce alimentează sarcina simetrică și detectorul diferențial de vârf pozitiv MA, acesta fiind astfel polarizat încât să reducă distorsiunile în cazul semnalelor puternic modulate. În cazul detectoarelor echilibrate de acest tip, la ieșire apare o componentă de nivel scăzut a cărei frecvență este aproximativ dublul FI. Pentru a evita influența acestei componente asupra semnalului util, ecranul bobinei L3 se va lega la masă, iar antena de ferită trebuie plasată într-o poziție optimă.

CONTROLUL AUTOMAT AL AMPLIFICĂRII (CAA sau AGC). Atât amplificatorul de radiofrecvență, cât și primul etaj al amplificatorului de frecvență intermediară, au aceeași configurație de amplificator diferențial.

CAA este obținut prin controlul curentului de colector al acestor etaje. Componenta continuă, necesară circuitului CAA, este extrasă prin filtrarea componentei audio de RF cu ajutorul unui condensator extern conectat la pinul 8.

AMPLIFICATORUL DE AUDIOFRECVENȚĂ și etajul de ieșire sunt comune atât secțiunii MF cât și secțiunii MA. Ieșirea este disponibilă la pinul 9. Filtrarea eventualelor componente de FI—MA din semnalul util cât și dezaccentuarea semnalului MF MONO sunt realizate de un condensator extern cuplat tot la acest terminal 9. Atenție, valoarea acestui condensator Cf va trebui schimbată în sensul micșorării ei, dacă la pinul 9 se conectează un decodor stereo! Impedanța de ieșire a acestui etaj este în jur de 7 kΩ, deci sarcina conectată la pinul 9 trebuie să aibă cel puțin 50 kΩ.



◉ cosă
1 L1
2 L2
3 masă RF-MA, L1; L2
4 iesire instrument
5 iesire audio R
6 masa audio
7 iesire audio L
8 indicator mod STEREO/MONO
9 test 19 kHz
10 +Vcc [13V]
11 masa alimentare [0V]
12 coutator K1
13 intrare FI-MF
14 masa RF-MF

TABELA 3

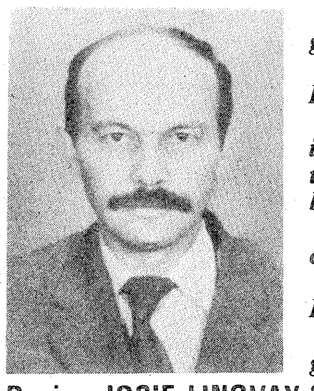
BOBINA	NR. SPIRE	TIP CONDUCTOR	INDUCTANTA	TIP CARCASA	OBS.
L1	65	Liță R.F.	263 μH	Bară ferită „Mamaia"	—
L2	14	Liță R.F.	—	-"-	Se bobinează la cap rece L1
L3	30+30	Φ 0,09 Cu+poliur.	110 μH	Medie frecv. MA „SOLO 500"	Q =125
L4	47+16	-"-	117 μH	-"-	Q =125
L5	26	-"-	—	-"-	Q =125
L6	26	-"-	—	-"-	Q =125
L7	63	-"-	117 μH	-"-	Q =125
L8	12	-"-	—	-"-	Q =125
L9	80	-"-	141 μH	-"-	Q =125
L10	28	Φ 0,18 Cu+Poliuretan	22 μH	„SOLO 500" Medie frec. MF.	Q =100
L11	20	Φ 0,15 Cu+Poliuret.	2-3 μH	Bară ferită Φ2	—
Lo	11	Φ 0,18 Cu+Poliuret.	3,4 μH	„SOLO 500" Medie frec. M.F.	Q =100

COMUTATORUL MF—MA. Comutarea circuitului pentru funcțiile MF sau MA se realizează foarte simplu, și anume pinul 13 se va conecta la +Vcc.

FUNCȚIONARE, REGLAJE

SECȚIUNEA MF. Semnalul FI—MF obținut din blocul de acord UUS este adus la intrarea amplificatorului limitator (pin 16, figura 1) prin intermediul amplificatorului adaptor, realizat cu tranzistorul T1. Acest amplificator adaptor are rolul de a face o adaptare cât mai corectă între ieșirea blocului de acord și filtrul Ø2, respectiv intrarea amplificatorului-limitator din circuitul TDA 1220. După amplificare și limitare, semnalul FI—MF este adus la intrarea detectorului sensibil la fază, prin intermediul bobinei L10. Rețeaua R6, L0, C19, conectată la pinii 12 și 13, asigură schimbarea fazei semnalului (în cazul frecvenței centrale FI) cu 90 de grade, schimbare necesară funcționării detectorului sensibil la fază.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



Dr. ing. IOSIF LINGVAY

● S-a născut la 25.02.1949, în Sighetu Marmației;
● A absolvit Facultatea de Chimie Industrială, în 1972;
● Este coautor la 34 de lucrări științifice publicate în reviste de specialitate de circulație internațională, 14 brevete de invenție și două cărți;
● În 1984 obține titlul de doctor în chimie-fizică;
● În prezent cercetător principal la ICPE;
● Radioamator (YO5AVN) cu bogată activitate, atât în domeniul construcțiilor, cât și al traficului;

DIODE ZENER ȘI APLICAȚIILE LOR

Dr. ing. IOSIF LINGVAY

Diodele Zener sunt dispozitive semiconductoare care se caracterizează prin aceea că, la polarizare inversă, caracteristica U—I prezintă un domeniu cu rezistență mică, domeniu în care creșterilor mici de tensiune le corespund variații mari de curent — domeniu de „stabilizare". Caracteristica U—I tipică a unei diode Zener, cu notațiile tipice ale unor parametri electrici, este prezentată în figură.

După cum se observă pe caracteristica U—I tipică (fig.1), se disting patru domenii, după cum urmează:

I — **Zona de conducție în direct,** ce se întinde de la tensiunea de deschidere în direct (V_{FO}) spre tensiuni în direct mai mari. În această zonă, ca la orice diodă în polarizație directă, caracterizarea se face prin specificarea curentului în direct (I_F) și a căderii de tensiune corespunzătoare (V_F). Între acești doi parametri există corelația:

(1) $V_F = V_{FO} + r_d \cdot I_F$,

în care tensiunea de deschidere (V_{FO}), pentru siliciu, este de cca 0,65 V, iar r_d — rezistența dinamică în direct.

Din construcție, puterea de disipație a capsulei este limitată (P_{max}, parametru ce se specifică pentru fiecare serie de către fabricant). La funcționarea pe caracteristica directă (zona 1) a unei diode Zener, avem puterea de disipație P_d:

(2) $P_d = I_F \cdot V_F$,

relație care, împreună cu (1), va da la curentul maxim admisibil (I_{Fmax}):

(3) $P_{max} = (V_{FO} + r_d \cdot I_{Fmax}) \cdot I_{Fmax}$

II — **Zona de blocare în direct** se întinde între 0 și 0,65 V (V_{FO}) și se caracterizează printr-un curent rezidual mic.

III — **Zona de blocare în invers** se întinde între 0 V și tensiunea la care dioda începe să conducă în polarizare inversă. Pentru diodele Zener mai „profesionale", fabricanții „serioși" garantează ca în această zonă curentul rezidual să NU treacă peste o valoare (I_R), specificată și măsurată la o tensiune de blocare dată (V_R).

Valoarea lui I_R este în mare măsură determinată de calitatea materiilor prime folosite și de acuratețea tehnologică la realizarea diodei. Cu cât I_R este mai mic la V_R/V_{ZK} cât mai mare (de obicei se ia la 0,7) se consideră că dioda este mai bună, mai fiabilă.

IV — **Zona de stabilizare:** zonă de stabilizare prorpiu-zisă, respectiv pe care variații relativ mari de curent se traduc prin variații mici de tensiune. La începutul acestei zone, fabricanții definesc, la tensiunea de „cot" (V_{ZK}), curentul corespunzător (I_{ZK}), curent ce este de fapt curentul minim ce trebuie asigurat prin dispozitiv în regim stabilizator de tensiune. Prin suprapunerea unui semnal alternativ (de obicei 1 kHz) de mică amplitudine peste curentul continuu fixat I_{ZK} și măsurarea excursiei V_{ZK} se definește un parametru important — rezistența dinamică la „cot":

(4) $$r_{zk} = \frac{V_{zk}}{I_{zk}},$$

parametru care indică „fermitatea cotului", respectiv o valoare mare a acestuia presupune un cot „ferm" și „abrupt".

Punctul de caracterizare și clasare pe clase de tensiune a diodelor Zener este marcat de fabricant prin impunerea curentului nominal (I_{ZT}) la care se stabilizează pe dispozitiv tensiunea Zener nominală (V_{ZN}). Fabricanții, în funcție de solicitările beneficiarilor, sortează pe clase de tensiune producția de diode Zener în serii cu clase de precizie de ±10; ±5 sau ±2% după seria de valori indicate în normativul internațional E24. Astfel, dacă o diodă Zener este sortată în clasa de ±5%, aceasta înseamnă că la grupa de 10 V exemplarele admise au la I_{ZT} — V_{ZT} cuprins între 9,4 și 10,6 V. În mod similar la seriile sortate în ±10% clasa de 10 V, conține exemplare cu V_{ZN} între 9 ÷ 11 V, iar la cele de ±2% între 9,8 și 10,2 V.

Desigur V_{ZT}, la un curent impus I_{ZT} este funcție de temperatură. Dacă fabricantul nu specifică altceva în foaia de catalog, sortările pe clase de tensiune V_{ZT} la I_{ZT} s-au făcut la 25°C. Variația cu temperatura a tensiunii stabilizate la un curent dat este specificată de fabricant în catalog și se numește coeficientul de temperatură al tensiunii de stabilizare (α_{Vz}). La un curent de măsură (stabilizare) dat, α_{Vz} reprezintă variația relativă a tensiunii de stabilizare la o variație dată a temperaturii, adică:

(5) $$\alpha_{Vz} = \frac{V_{ZT1} - V_{ZT2}}{V_{ZT}(t_1 - t_2)} \; [1/°C].$$

În unele cataloage, tot sub denumirea de „coeficient de temperatură" regăsim:

(6) $$\alpha = \frac{V_{ZT1} - V_{ZT2}}{t_1 - t_2},$$

exprimat în mV/°C.

Gradul de stabilizare, respectiv de stabilitate a lui V_{ZT} în jurul lui I_{ZT}, depinde nu numai de temperatura capsulei ci și de rezistența dinamică de funcționare, respectiv:

(7) $$r_{zt} = \frac{V_{zt}}{I_{zt}},$$

măsurat prin suprapunere de semnal alternativ de amplitudine dată.

Desigur puterea de disipare a capsulei este limitativă și deci va limita curentul maxim (I_{ZM}) pe dispozitiv în regim de stabilizare (zona IV) astfel:

(8) $P_{dmax} = I_{ZM} \cdot V_{ZM}$,

unde V_{ZM} este tensiunea corespunzătoare lui I_{ZM}.

Considerând (la r_{ZT} suficient de mic) $V_{ZM} \approx V_{ZT}$, pentru I_{ZM} avem:

(9) $$I_{ZM} = \frac{P_{dmax}}{V_{ZT}}$$

De fapt I_{ZM} este indicat de majoritatea cataloagelor.

Este important de remarcat că diodele Zener uneori sunt solicitate accidental la puteri mult mai mari decât P_{dmax}. Pentru asemenea situații — care trebuie să fie NEREPETITIVE și de FOARTE SCURTĂ DURATĂ — fabricanții fie că indică puterea maximă accidental acceptabilă în impuls de durată specificată (de obicei 10 ms), fie că dau grafic puterea inversă de vârf de suprasarcină accidentală (P_{RSM}) funcție de durata impulsului.

Pentru diverse aplicații specifice, au fost concepute și puse în fabricație de serie diode Zener speciale. Dintre acestea cele mai semnificative sunt:

— **Diode Zener termocompensate:** se caracterizează prin α_{VZ} foarte mic (de ordinul 10^{-6}/°C). De obicei din construcție (cu excepția cazurilor când sunt realizate în variantă integrată) au rezistență dinamică mare, deci drept referință pot fi folosite numai dacă se alimentează dintr-un generator de curent constant.

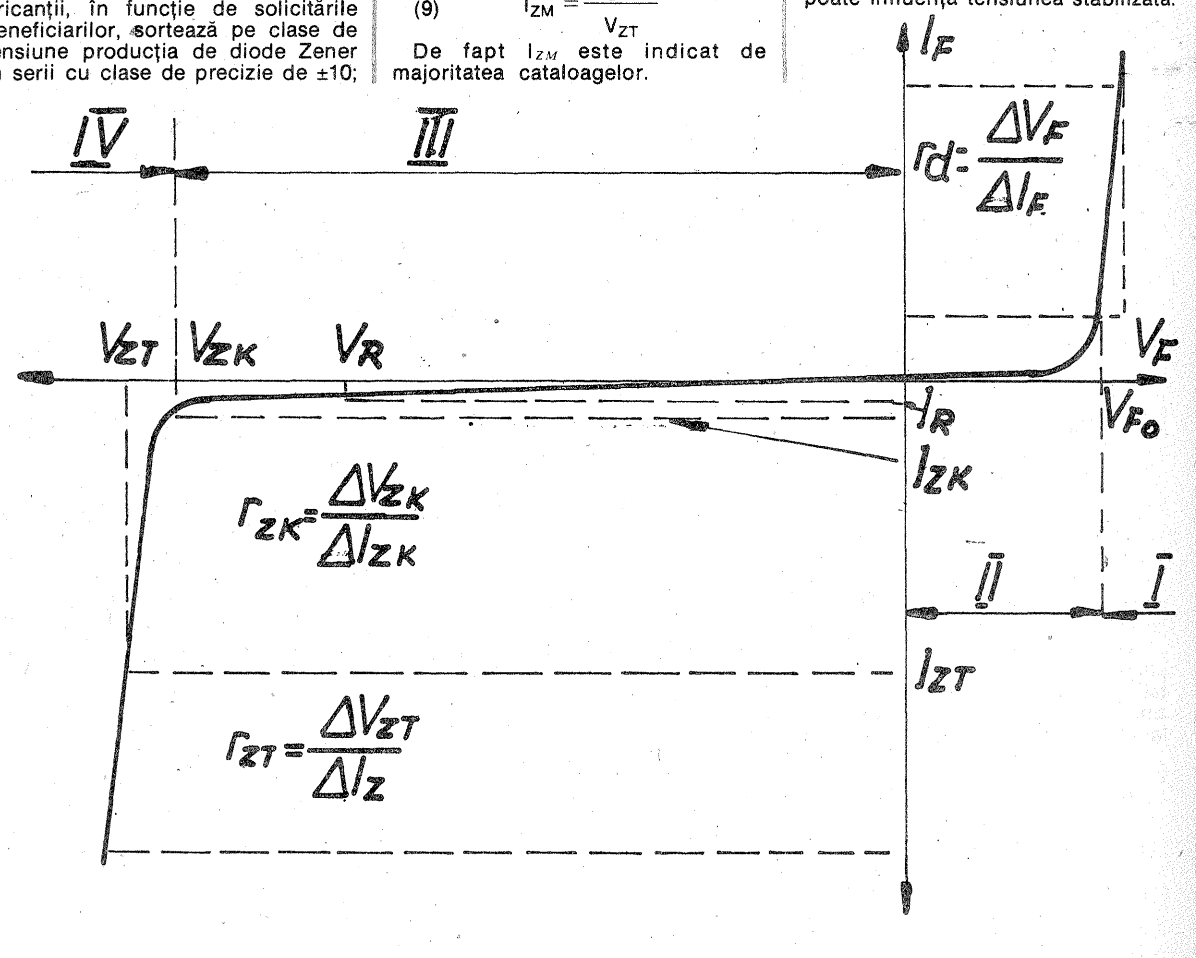
— **Diode Zener cu anod (catod) comun:** conțin două joncțiuni Zener în serie și polarizate în opoziție. Ele au caracteristică simetrică. Rezistențele dinamice r_{ZT} și r_{ZK} sunt mai proaste decât la un Zener simplu de aceeași valoare, datorită înserierii pe ambele direcții a câte două joncțiuni pn — una în direct și cealaltă în invers.

— **Diode Zener logaritmice:** prezintă o caracteristică U—I logaritmică și se utilizează în special pentru generatoare de funcții și amplificatoare logaritmice.

— **Diode Zener rapide:** se caracterizează printr-un timp scurt de comutație în invers (t_{rr}). Se utilizează în special ca limitatoare de supratensiuni tranzitorii la protecția unor componente ce lucrează în regim de comutație.

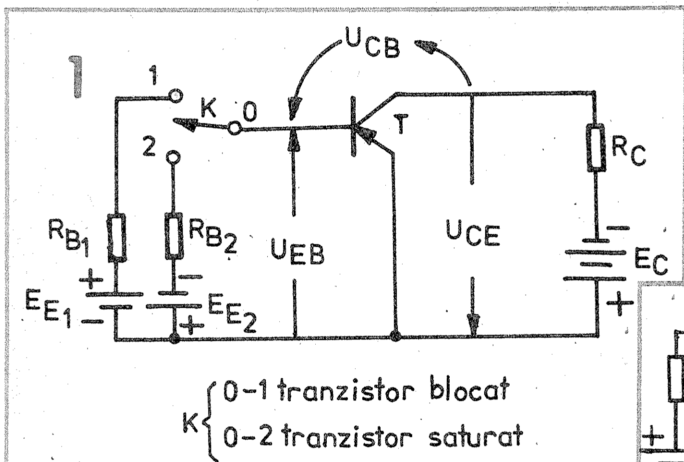
— **Diode Zener cu zgomot redus:** se caracterizează printr-un nivel scăzut al semnalului de zgomot generat.

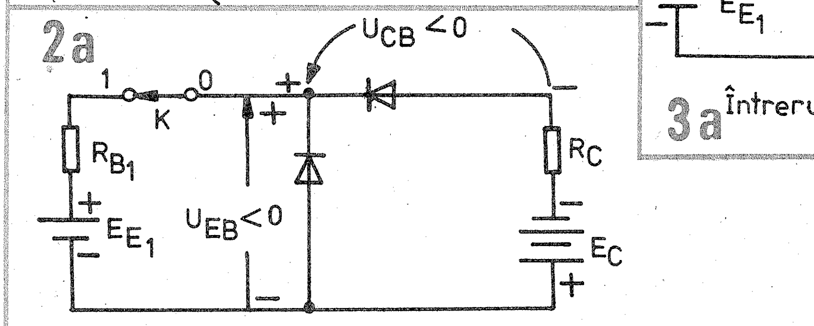
Un parametru important pentru toate tipurile de diode Zener este rezistența termică joncțiune-capsulă (ambiant), (R_{thj-c}), parametru specific capsulei care printr-un α_{VZ} poate influența tensiunea stabilizată.



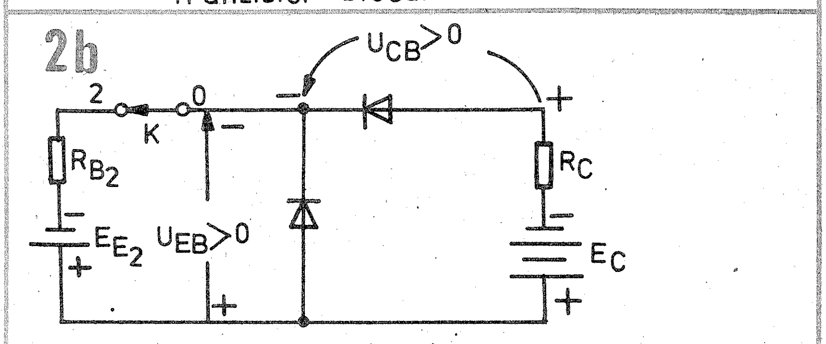
TRANZISTORUL ÎN COMUTAȚIE

Ing. ȘERBAN NAICU

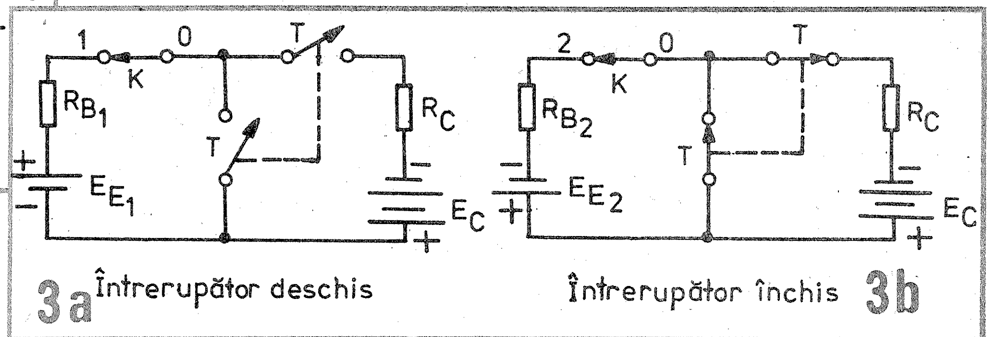


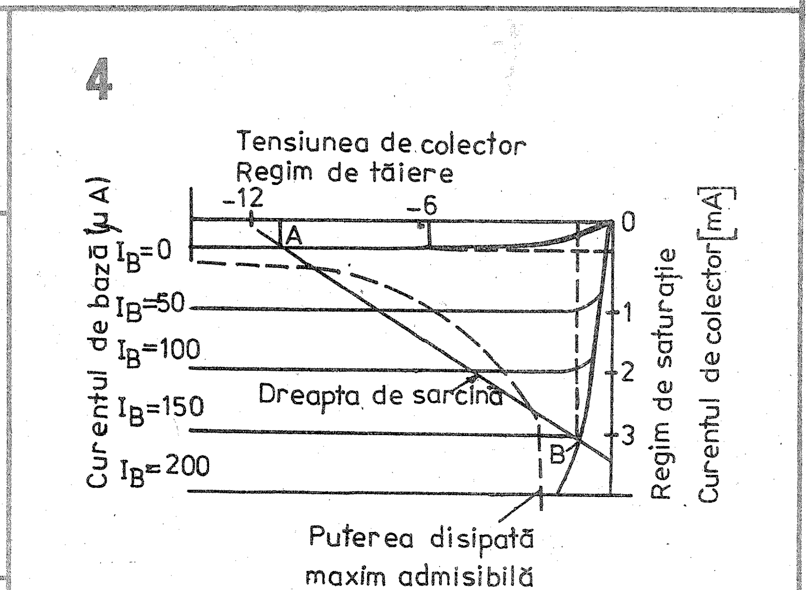


Tranzistor blocat



Tranzistor saturat





O importantă aplicație a tranzistorului este aceea de comutator (întrerupător). Pentru a înțelege acest mod de lucru, să ne reamintim regimurile de funcționare ale tranzistorului.

Deoarece tranzistorul are două joncțiuni și fiecare dintre ele poate fi polarizată direct sau invers, rezultă patru moduri de polarizare a tranzistorului, prezentate în tabel.

Semnul tensiunilor a fost considerat pentru un tranzistor pnp.

Regimul activ normal este modul de lucru cel mai uzual al tranzistorului, iar regimul activ invers (în care se inversează rolurile emitorului și colectorului) este mai rar utilizat.

În aplicațiile de comutație, tranzistorul lucrează în ultimele două regimuri de lucru. În regimul de tăiere (ambele joncțiuni polarizate invers), prin tranzistor circulă doar curenții reziduali de valoare foarte mică. Tranzistorul se comportă ca un întrerupător deschis, care întrerupe curentul prin circuit.

În regimul de saturație (ambele joncțiuni polarizate direct), prin tranzistor circulă curentul maxim. Tranzistorul se comportă ca un întrerupător închis, adică permite trecerea curentului prin circuit.

Aceste două moduri de lucru se pot urmări în figura 1. Când comutatorul K este pe poziția „1", prin rezistorul R_{B1} joncțiunea BE este polarizată invers ca și joncțiunea CB. Cele două joncțiuni (diodele J_{BE} și J_{CB} din figura 2a) sunt blocate. Figurând tranzistorul ca un întrerupător, acesta este deschis (figura 3a).

Dacă se trece comutatotul K pe poziția „2", joncțiunile BE și CB sunt polarizate direct, iar cele două diode echivalente J_{BE} și J_{CB} sunt deschise (figura 2b). Tranzistorul se comportă ca un întrerupător închis (figura 3b).

Cel mai adesea, tranzistorul în comutație se utilizează în configurația EC (emitor comun).

Caracteristicile de ieșire ale tranzistorului pnp în conexiune EC sunt prezentate în figura 4. Sunt figurate dreapta de sarcină și curba puterii disipate maxim admisibile.

Se remarcă regimurile de lucru:

— regimul de tăiere (punctul A și dincolo de el) în care nu există curent de bază, iar cel de colector este minim;

— regimul activ, unde există amplificare;

— regimul de saturație (punctul B) în care o creștere a curentului de bază nu mai determină o creștere a curentului de colector.

Funcționarea tranzistorului în regim de comutație nu este totuși perfectă, din mai multe motive:

— tranzistorul deschis are o cădere de tensiune la borne (U_{CEsat}) și disipă putere;

— la curent de colector zero, tensiunea pe dispozitiv nu este nulă;

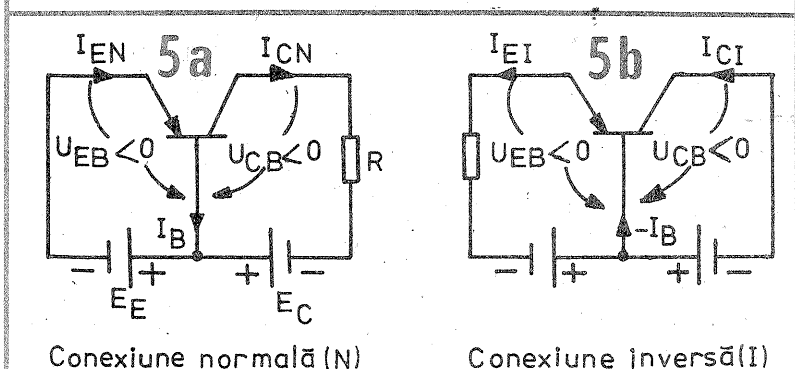
— curentul zero la intrare nu anulează curentul principal prin tranzistor.

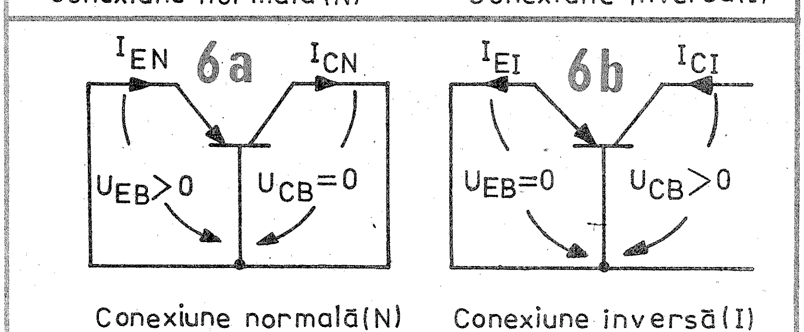
Regim de funcționare	Polarizarea joncțiunii EB	Polarizarea joncțiunii CB
Regimul activ normal	**Direct ($U_{EB} > 0$)**	Invers ($U_{CB} < 0$)
Regimul activ invers	**Invers ($U_{EB} < 0$)**	Direct ($U_{CB} > 0$)
Regimul de tăiere (blocare)	**Invers ($U_{EB} < 0$)**	Invers ($U_{CB} < 0$)
Regim de saturație	**Direct ($U_{EB} > 0$)**	Direct ($U_{CB} > 0$)

Să urmărim componentele curentului prin tranzistorul blocat și respectiv saturat (la un tranzistor pnp în conexiunea BC — bază comună).

În regim de blocare (tăiere), tranzistorul poate fi utilizat în conexiune normală (figura 5a) sau în conexiune inversă (figura 5b).

Prin sarcina R circulă curentul I_{CN} sau I_{EI} dat de relațiile:





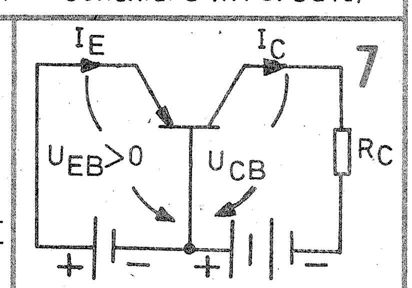
$$I_{CN} = \frac{I_{CBO}(1 - \alpha_I)}{1 - \alpha_N \alpha_I}$$

$$I_{EI} = \frac{I_{EBO}(1 - \alpha_N)}{1 - \alpha_N \alpha_I}$$

unde:

I_{CBO} și I_{CEO} reprezintă curenții reziduali colector-bază și colector-emitor;

(CONTINUARE ÎN PAG. 19)



ANTENE DE EMISIE ŞI RECEPŢIE PENTRU US ŞI UUS FOLOSITE DE RADIOAMATORI

Ing. LIVIU MACOVEANU YO3RD — Maestru al Sportului

Una dintre cele mai simple antene, uşor de realizat şi care oferă un câştig destul de bun, este aceea cunoscută sub denumirea de „long wire" adică „fir lung" sau „antenă lungă". Ea este monofilară şi lungimea ei totală L, din figura 1, reprezintă atât conductorul radiant, cât şi fiderul de coborâre care de fapt radiază şi el. Lungimea L este un multiplu de λ/2. Astfel de antene au efect direcţional, sub un anumit unghi faţă de axa firului, efect cu atât mai pronunţat cu cât sunt mai lungi. Lungimea L a lor se poate calcula cu relaţia:

$$L = \frac{150(N - 0,05)}{f} \text{ [metri]}$$

în care N este numărul de λ/2 al antenei, care se alege după dorinţă, iar f = frecvenţa, în MHz. Ele sunt antene multiband, putând fi folosite pe toate benzile de radioamatori, de la 28 MHz până la 3,5 MHz şi chiar 1,75 MHz, dacă lungimea lor totală L este de cel puţin 40 sau 80 m.

În tabela 1 sunt indicate o serie de date utile, în legătură cu astfel de antene, raportate la lungimea lor, câştigul în dB funcţie de lungime şi unghiul lobilor de radiaţie maximă. Ca şi antena Hertz (Conrad-Windom), aceste antene se pot conecta direct cu bobina circuitului oscilant al etajului final prin intermediul unui condensator fix cu dielectric mică, sau ceramic, cu capacitatea de 2000—5000 pF, deci nu numai inductiv, ca în fig. 1. Tensiunea de lucru a acestui condensator trebuie să fie cu cel puţin 50% mai mare decât aceea anodică din etajul final, deoarece la o eventuală rupere a antenei, aceasta ar putea provoca un scurtcircuit prin pământ, periclitând redresorul anodic. Dacă se cuplează direct, poziţia optimă a prizei pe bobină se determină experimental, astfel încât intensitatea curentului anodic al etajului final să fie maximă, la aducerea la rezonanţă a circuitului oscilant respectiv.

Cuplajul optim al unor asemenea antene cu emiţătorul se realizează însă folosind un filtru „pi" (filtrul Collins). Utilizarea filtrului nu numai că realizează o mai bună adaptare a antenei dar, lucrul cel mai important este acela că el contribuie la reducerea substanţială a frecvenţelor armonice radiate de antenă, destul de copios, reducând deci mult posibilitatea de interferenţe cu recepţiile de televiziune şi radio din aparatele vecinilor apropiaţi.

Deoarece antenele de acest gen sunt în general foarte lungi, de multe zeci de metri, conductoarele lor din sârmă de cupru masiv sau liţate, trebuie să aibă o grosime suficient de mare, de 2—3 mm diametru, astfel încât să nu se rupă la întindere, mai ales iarna, când se poate depune chiciură pe cablu, îngreunându-l artificial foarte mult. Din aceste motive sârmele folosite, care pot fi izolate sau nu, nici nu trebuie întinse prea mult ca o coardă de vioară, deci li se poate lăsa o oarecare „burtă" ţinând seama că iarna, când este foarte frig, metalele se contractă, mărind forţa de întindere a firului şi putând să-l rupă, mai ales când pe el se depune chiciură (givraj), care nu se topeşte prea repede. De altfel, de astfel de considerente trebuie să se ţină seama pentru orice fel de antene, dacă firul radiant are o lungime mai mare de 10—20 metri.

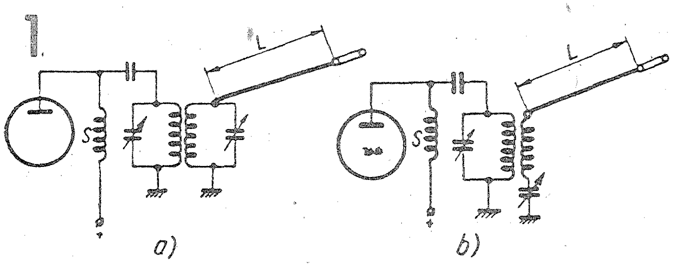
Până în anul 1954, am folosit două antene Hertz, una cu lungimea firului radiant de circa 10 metri, iar cealaltă de circa 20 metri.

În acel an am instalat o primă antenă „long wire" cu o lungime totală de aprox. 84 m. Antena pleca de pe acoperişul blocului unde locuiesc, traversa strada şi era ancorată pe o altă casă de peste drum. Firul folosit era izolat, de tipul PLVC, cu diametrul conductorului masiv de cupru de 1,5 mm.

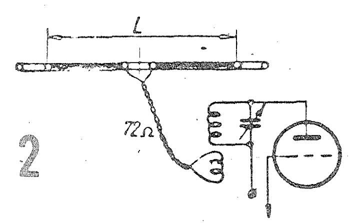
Firul trebuia să fie izolat, deoarece el trecea pe deasupra conductoarelor electrice de pe stradă folosite pentru iluminatul electric noaptea, fire care nu erau izolate. O eventuală rupere a firului antenei, putea scurtcircuita conductoarele electrice de pe stradă, fapt care ar fi ridicat diverse probleme, nu numai pentru reţeaua electrică de iluminat, existând şi posibilităţi de deteriorare a emiţătorului sau de electrocutări. De aceea am preferat un conductor izolat, cu cauciuc şi cămaşă textilă, cum era acest tip de cablu, tip PLVC, de atunci. Antena era orientată aproximativ pe direcţia America de Sud—Japonia.

După instalarea antenei, în seara respectivă am început să lucrez în telefonie, în banda de 14 MHz. Am rămas uimit de rezultatele obţinute: stăteau la coadă radioamatori din Brazilia, Argentina

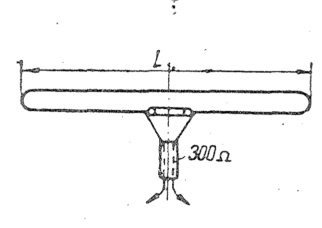
1



2



3



POŞTA REDACŢIEI

Se oferă colecţia TEHNIUM 1970—1991
Horia Grîdeanu, Str. Ioan N. Roman Nr. 10A
Constanţa cod 8700

Botezatu Ioan — Bicaz
Vă mulţumim pentru amabila scrisoare.
Din toate materialele solicitate vă expediem Suplimentul — Echivalenţe şi unele exemplare din revista Tehnium.
Restul mai târziu.

Anghelina Constantin — Bacău
Circuitul integrat de la ceasul dvs. nu are echivalent şi nu poate fi procurat din magazine. Singura soluţie este să cumpăraţi alt ceas.

Dan Doru — Ploieşti
Regretabil că în cartierul dvs. se găsesc atât de puţine reviste Tehnium. Vă trimit două exemplare din Tehnium Service, cărţi nu vă putem procura.

Pătraşcu Ghe. — Ploieşti
Avem în vedere să publicăm mai multe cataloage de componente şi de echivalenţe. Almanah nu vom publica anul acesta, în schimb vor apare câteva ediţii Service tematizate pe elemente frecvent solicitate de cititori.
Vă expediem prin poştă unele scheme solicitate.

Ştirbeţ Ioan — Sighişoara
Puteţi obţine componentele electronice de care aveţi nevoie de la magazinul Conex-Electronic, Str. Maica Domnului 48, sector 2, Bucureşti, Tel. 687 42 05.
Programele de televiziune în zona Sighişoara se pot recepţiona numai dacă există staţii de televiziune.
Antena „Pirat" la care vă referiţi captează micul semnal radiat de cablul antenei colective.

și din alte țări ale Americii de Sud, care îmi dădeau controalele obișnuite RS de 59+10 sau +20 dB, peste S9. De curiozitate, cu unii am făcut unele experiențe, fără a le spune despre ce este vorba spre a nu-i influența.

Deci pentru cei care îmi dădeau controalele 59 +, am conectat la emițător vechea mea antenă Hertz de circa 20 m lungime, cerându-le să-mi dea un nou control.

Unii de abia mă auzeau cu RS56.

Categoric antena long wire funcționa excelent. Ulterior, încurajat de aceste rezultate, am instalat încă o antenă, tot long wire, dar cu lungimea de 227 metri din care conductorul aerian avea 205 metri, folosind tot cablul PLVC, cu diametrul firului de 1,5 mm. Burta antenei, la mijloc avea cam 2 m.

Tabela I

Datele antenelor lungi monofilare

Lungimea antenei, în $\frac{\lambda}{2}$	Câștigul, în dB	Unghiul lobilor de radiație maximă
1	1,0	90°
2	1,2	54°
3	1,3	42°
4	1,4	36°
6	1,7	30°
8	2,1	26°
10	2,5	22,5°
12	3,0	20°
24	7,0	12°

Această a doua antenă era orientată aproximativ către America de Nord-Australia. Mărturisesc că, folosind aceste antene, n-a existat DX care să-mi scape și nu cu controale de ordinul S3, ci cel puțin S7-8. E drept, însă, că puterea etajului meu final de la emițător era atunci de 400 wați input în telefonie, și între 200 și 800 wați input în telegrafie.

Dar cum în viață plăcerile mari sunt destul de scurte, cele procurate mie de aceste antene au încetat la un moment dat și ele. După vreo patru ani de folosință cu mult succes, într-o iarnă geroasă ambele antene s-au givrat. Pe conductoarele lor era un manșon de gheață de chiciură, cu diametrul de circa 3—4 cm. Anterior montării antenelor, făcusem o serie de probe, la o mașină de întins, cu conductorul respectiv PLVC, care, am constatat că se rupea la o forță de întindere de 75 kg/m. La astfel de lungimi de fire, calculasem că, dacă ele se vor givra cândva cu un manșon de gheață cu diametrul de circa de 2 cm, firele nu vor mai rezista și se vor rupe. De fapt așa s-a și întâmplat în 1959, când givrajul a fost enorm. S-a rupt mai întâi antena de 127 m care a rezistat eroic aproape o săptămână și, apoi, cea de 84 m. De atunci însă nu am mai putut reconstrui aceste antene, deoarece, pe traseul lor crescuseră o serie întreagă de copaci, sub ele, și dacă le-aș fi reinstalat, firele s-ar fi găsit printre crengile copacilor ceea ce nu le-ar mai fi priit, mai ales când ar fi fost vânturi puternice care puteau să rupă sârmele chiar și fără givrage.

De atunci, am revenit la modesta mea antenă Hertz de cira 20 m lungime, pe care am folosit-o până în 1983, când mi-am instalat pe acoperișul blocului unde locuiesc atena Trident, descrisă și în paginile revistei, mai de mult, și care funcționează excelent.

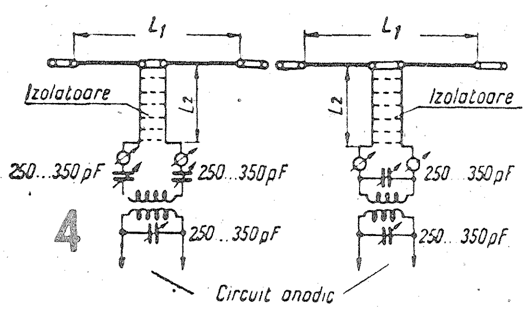
Oricum, am dat mai multe detalii despre aceste antene simple long wire, deoarece ele sunt la îndemâna oricărui radioamator, oferă rezultate bune și nu sunt dificil de realizat, cu condiția să se dispună de suficient spațiu spre a fi instalate pe diverse direcții.

Mulți radioamatori din străinătate folosesc astfel de antene, cu rezultate foarte bune, însă cu condiția să fie orientate spre anumite direcții preferențiale.

Ele pot funcționa și pe alte direcții decât cele preferențiale, cu rezultate suficient de bune, dar, optim este în DX.

Una dintre antenele frecvent folosite de radioamatori, fiind destul de simplă și ușor de realizat, este cunoscută sub denumirile „antena dipol" sau „antena dublet". În principiu există două variante deosebindu-se între ele în ceea ce privește fiderii de alimentare. Astfel, antena propriu-zisă este formată din două conductoare orizontale, egale ca lungime, dispuse unul în continuarea celuilalt, dar izolate între ele cu un izolator ceramic. De la fiecare din conductoare, la extremitățile de lângă izolator, se conectează câte un fider. La unul din tipurile de antenă dublet, fiderii, izolați la exterior, sunt răsuciți (torsadați) împreună, realizând o impedanță de circa 72 ohmi. Schema simplificată a acestei antene și modul în care se atașează la radioemițător sunt prezentate în fig. 2. Lungimea fiderului răsucit poate fi oricare. Lungimea totală a antenei, notată cu L, rezultă din tabela 2, fiind exprimată în metri. Se deduce de aici că izolatorul, sau izolatoarele dintre cele două conductoare radiatoare, nu trebuie să fie prea mari, nedepășind în total mai mult de 5... 8 cm.

În altă variantă, fiderii sunt distanțați între ei



4

cu izolatoare sub formă de bare ceramice sau din material plastic, ori reglete sau chiar bare din lemn de parafină.

În acest caz, impedanța fiderilor nu mai este de cca 72 ohmi ci de cca 500 ohmi, putându-se calcula cu formula:

$$Z = 276 \log \frac{d}{r} \text{ [ohmi]}$$

în care: d = distanța dintre conductoarele fiderilor în cm și r = raza conductoarelor în cm.

Conductoarele fiderilor pot fi și neizolate, avându-se însă grijă de a le izola corespunzător la trecerea în locuință. La acest gen de fideri, lungimea lor, L_2, este critică și ea se poate alege tot din tabela 1. Cuplarea antenei la radioemițător se face inductiv, folosind, ca și la antena dublet descrisă mai sus, o bobină cu 2...3 spire, egală ca diametru cu aceea a circuitului oscilant, la care este atașată, dar utilizând după nevoie, fie în serie cu ea două condensatoare variabile cu dielectric aer, fie numai unul singur, în paralel, funcție de banda în care se lucrează.

De altfel, aceste detalii sunt date tot în tabela 2 iar modul cum se conectează conductoarele este prezentat în fig. 3.

Această antenă, cu dimensiunile indicate, nu funcționează însă bine în banda de 21 MHZ, fiind necesare alte dimensionări.

Din categoria antenelor dipol face parte și acea cunoscută sub denumirea de „antena dipol repliat" sau „antena trombon", ori „antena folded dipol" prezentată în fig. 4. Lungimea L a acestei antene se determină cu formula L = 142,7/f[m], unde f = frecvența în MHz. Fiderul său este de tipul panglică, cu conductoare paralele, înglobate în material plastic, cu impedanța 300 ohmi. Această antenă poate funcționa pe toate benzile de radioamatori, precum și în cele de unde ultrascurte, având bineînțeles dimensiunile adecvate. Are un efect direcțional, dar nu prea pronunțat iar câștigul oferit este comparabil cu cel a altor antene monofilare, gen Conrad-Windom. Cuplarea fiderului la radioemițător se realizează ca și la celelalte antene dipol descrise în acest articol.

Tabela 2

Banda, în MHz	L_1, în m	D_2, în m	Acordul
3,5	41,48	20,74	Paralel
7	41,48	20,74	Paralel
14	41,48	20,74	Paralel
28	41,48	20,74	Paralel
7	20,74	30,50	Paralel
14	20,74	30,50	Paralel
28	20,74	30,50	Paralel
7	20,74	20,44	Serie
14	20,74	20,44	Paralel
28	20,74	20,44	Serie

Nu am utilizat niciodată antena dipol, și deci, din propria experiență nu pot spune cum se comportă. Oricum, datorită modului de cuplare inductiv cu radioemițătorul și a acordării lor pe fiecare bandă în parte, aceste antene radiază mai puține frecvențe armonice perturbatoare pentru recepțiile de televiziune, la vecini.

PROCESOR AUDIO CU TDA 1022

AURELIAN LĂZĂROIU și CĂTĂLIN LĂZĂROIU YO3FVR

Introducere. Materialul de față este o revenire asupra circuitelor integrate BBD/CTD și a unor modalități de operare mai puțin cunoscute, ca răspuns la interesul manifestat față de liniile de întârziere — delay lines. Cele două abrevieri, BBD și CTD, provin de la inițialele cuvintelor englezești Bucket Brigade Devices și Charge Transfer Devices. Prima denumire sugerează cât se poate de plastic modul de funcționare a liniilor de întârziere electronică, printr-o analogie; a doua denumire evidențiază procesul fizic real care are loc în aceste dispozitive.

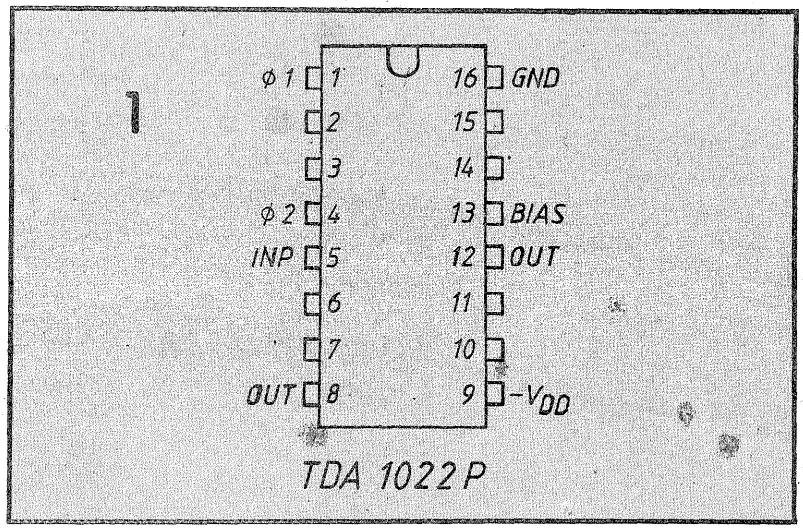
După cum se știe, în urmă cu aproximativ doi ani, printr-o conjunctură fericită, au apărut pentru prima dată în magazinele de specialitate de la noi, circuitele integrate pentru întârziere electronică, de tipul celor mai sus menționate. Potențialul aplicativ deosebit de ridicat al liniilor de întârziere electronică analogică a făcut ca aceste circuite integrate să fie „absorbite" imediat, deși ele s-au găsit în cantități suficiente, iar prețurile nu erau de natură să încurajeze această acțiune. Interesul subit manifestat pentru aceste circuite integrate are uneori și o explicație mai puțin îmbucurătoare: s-a generalizat și a persistat confuzia, printre cei mai puțin avizați, că orice linie de întârziere poate să producă reverberație, ecou și multiecou — efecte sonore foarte apreciate în ultimul timp. Circuitele integrate BBD/CTD, deși foarte versatile în obținerea multor efecte, nu pot realiza reverberația, ecoul și multiecoul pentru simplul motiv că întârzierea realizată nu depășește câteva zeci de milisecunde, iar pentru obținerea acestor efecte sunt necesare întârzieri de câteva sute de milisecunde (care se pot obține numai prin intermediul liniilor de întârziere digitală, realizate cu DRAM-uri, cărora li se asociază obligatoriu convertoare A/D și D/A).

Cei care au realizat montaje cu circuite integrate pentru întârziere analogică au constatat că parametrii nu sunt întotdeauna satisfăcători (ne referim la lățimea de bandă, la raportul semnal/zgomot, la distorsiuni). Precizăm de la început că înșuși principiul de funcționare al acestor circuite integrate nu permite obținerea simultană a unei întârzieri mari cu parametri de calitate. Conform unei relații empirice folosită de noi, se poate conta pe obținerea unor parametri satisfăcători dacă este îndeplinită egalitatea t=C/4fs în care: t = timpul de întârziere, în milisecunde; C = capacitatea de întârziere a circuitului integrat; fs = frecvența maximă a semnalului ce urmează a fi procesat. (Capacitatea de întârziere a unui circuit integrat BBD/CTD este dată de numărul unităților de stocare/întârziere pe care le încorporează. O unitate de stocare/întârziere constă dintr-un condensator și un tranzistor FET. Condensatorul stochează sarcinile electrice corespunzătoare eșantioanelor semnalului analogic, iar tranzistoarele FET, controlate prin impulsuri de tact în contrafază, asigură transferul sarcinilor electrice de la intrare la ieșire, timp în care se realizează întârzierea). Dacă ne referim la un circuit integrat cu capacitate medie, respectiv 512 u.s., se poate conta pe o procesare de calitate bună a unui semnal cu lățime de bandă de 12,5 kHz, pentru întârzieri de maximum 19 milisecunde. Frecvența de tact, care este și frecvența de eșantionare, trebuie să fie cel puțin dublă față de frecvența maximă a semnalului procesat, adică minimum 25 kHz pentru exemplul de mai sus. În acest fel este îndeplinită și relația dintre întârziere și valoarea frecvenței de tact: t=C/2ft, în care t = timpul de întârziere în milisecunde; C = capacitatea liniei de întârziere; ft = frecvența semnalului de tact exprimată în kHz.

Cele mai evoluate circuite integrate BBC/CDT au capacitatea de 4096 u.s., ceea ce permite obținerea unor întârzieri de maximum 80 milisecunde. Din nefericire, asemenea circuite integrate nu se comercializează în mod curent (ele se produc numai la comandă), datorită randamentului tehnologic scăzut, specific procesului de realizare a liniilor de întârziere electronică analogică. În lipsa circuitelor integrate de capacitate mare (1024—2048 u.s.) sau foarte mare (4096 u.s.) s-au dezvoltat modalități speciale de operare a circuitelor integrate de capacitate mică (180 u.s.) sau medie (512 u.s.), care permit obținerea unor parametri mai buni. În funcție de parametrul considerat a fi cel mai important pentru o aplicație dată, se adoptă modalitatea de operare cea mai adecvată. Dezavantajul principal al acestor modalități speciale de operare este acela că folosesc un număr dublu sau cvadruplu de circuite integrate în comparație cu configurația tipică (pentru același timp de întârziere). Într-un număr anterior al revistei am prezentat un procesor audio cu circuitele integrate TCA 350, în care era utilizat modul de operare paralel sau multiplexat. În materialul de față prezentăm un alt procesor audio, cu circuitele integrate TD 1022 operate în regim diferențial sau balansat, mod de lucru caracterizat prin distorsiuni armonice reduse și prin eliminarea zgomotelor tipice datorate semnalului de tact (glitches). Suplimentar, datorită unei „descoperiri" prin care am minimalizat componenta reziduală de tact, s-a reușit în final obținerea unui raport semnal/ zgomot deosebit pentru această categorie de circuite integrate.

Scurtă descriere a circuitului integrat TDA 1022P. Înainte de a trece la prezentarea schemei propriu-zise a procesorului vom face o scurtă descriere a circuitului integrat TDA 1022P, produs de firma PHILIPS. Principalii parametri ai acestui circuit integrat specializat pentru întârzierea electronică a semnalelor analogice, sunt:

— capacitatea	512 u.s.;
— frecvența de tact, ft	5...500 kHz;
— timpul de întârziere	0,51...51 ms;
— frecvența semnalului de intrare	fs < 0,5 ft;
— frecvența maximă a semnalului de intrare	45 kHz;
— tensiunea maximă a semnalului de intrare	2,5 Vrms;
— atenuarea de inserție	−3 dB;
— distorsiuni armonice	1%;
— raportul semnal/zgomot pentru ft > 3fs	−74 dB;
— tensiune de alimentare	$-V_{DD}$=−15V (−10...−18);
— curent de alimentare	I_{DD}=0,3...0,5 mA.



În absența unor precizări exprese referitoare la condițiile de măsurare a distorsiunilor și a raportului semnal/zgomot, putem considera valorile indicate ca fiind ideale, dacă ele se raportează la un circuit integrat în configurație tipică. Această afirmație are ca suport faptul că atât distorsiunile cât și raportul semnal/ zgomot sunt puternic influențate de frecvența, amplitudinea, forma și factorul de umplere ale semnalului de tact, precum și de frecvența și amplitudinea semnalului de intrare. În plus, valoarea măsurată a raportului semnal/zgomot este influențată de panta și frecvența de tăiere a filtrului trece-jos cuplat la ieșirea liniei de întârziere și de eventuala rețea de ponderare folosită în măsurători.

Configurația terminalelor pentru circuitul integrat TDA 1022P în capsulă DIL cu 16 terminale, este prezentată în figura 1. Privind această configurație, ne-am pus întrebarea firească: de ce există două ieșiri? Precizăm că în cele câteva scheme pe care le-am avut la dispoziție, publicate de profesioniști sau amatori, cele două ieșiri sunt conectate direct între ele. În lipsa unei documentații detaliate, am ajuns la concluzia că circuitul integrat conține două secțiuni operate paralel (duplex), deci cu intrările de semnal în fază și cu cele de tact în contrafază. În aceste condiții, conectând ieșirile între ele, se minimalizează componenta de tact la ieșire. Faptul că aceste ieșiri apar în toate schemele conectate direct este motivat probabil prin aceea că se contează pe o perfectă împerechere a celor două secțiuni (ceea ce, practic, nu este întotdeauna valabil). Un indiciu suplimentar că circuitul integrat TDA 1022P conține 2x512 u.s. ar fi acela că, la unele tipuri de circuite integrate din categoria BBD/CTD, există o relație directă între codul de marcare al acestora și numărul unităților de stocare/întârziere. Așa de exemplu, SAD 1024 are 1024 u.s., TCA 380 are 2x190 u.s., ROM 064 are 64 u.s. Deci, dacă această relație nu este întâmplătoare, înseamnă că TDA 1022 ar avea 2x512 u.s. Diferența de o unitate se poate explica prin faptul că prima unitate de stocare dintr-un BBD/CTD nu contribuie efectiv la realizarea întârzierii. Precizăm că cele de mai sus sunt simple supoziții și speculații; invităm pe eventualii deținători ai unei documentații detaliate să le confirme/infirme.

Am putea fi întrebați de ce am dat atenție acestui aspect, adică semnificației celor două ieșiri. Așa cum am arătat mai sus, dacă cele două eventuale secțiuni nu sunt perfect împerecheate, se poate minimaliza componenta de tact prin balansarea celor două ieșiri, după cum se va vedea mai jos.

Descrierea schemei. Schema detaliată a procesorului audio realizat cu două circuite integrate TDA 1022P este prezentată în figura 2. De la bun început, precizăm că spre deosebire de modul de operare paralel/multiplexat — prezentat într-un număr anterior al revistei — în care cele două intrări de semnal erau atacate în fază, iar cele de tact în contrafază, la modul de operare balansat/diferențial situația este inversă. Procesorul este compus din patru etaje, după cum urmează:

— Primul etaj realizat cu tranzistorul T1 în configurație de defazor, are sarcina distribuită egal în circuitul de colector și de emitor. În acest fel, la bornele celor două rezistențe de sarcină se găsesc tensiuni egale și în contrafază, necesare atacului corect al intrărilor de semnal ale celor două circuite integrate TDA 1022P.

— Linia de întârziere propriu-zisă realizată cu două circuite integrate TDA 1022P, operate diferențial-balansat. În acest scop, intrările de semnal sunt atacate în contrafază, iar intrările de tact în fază. Ieșirile celor două circuite integrate sunt sumate într-un amplificator diferențial. În schema din figura 2, cele două circuite integrate TDA 1022P sunt „inversate" față de modul tipic de folosire în scopul compatibilizării cu restul montajului, alimentat cu minusul la masă. De asemenea, am simplificat rețeaua componentelor asociate circuitului, față de varianta standard, propusă de producător. În sensul celor arătate anterior, cu privire la existența celor două ieșiri, se poate observa introducerea unor potențiometre semireglabile între pinii 8 și 12, pentru minimalizarea componentei de tact, prin balansare.

— Prima secțiune a amplificatorului operațional dublu de tip Bi-FET B082D este inclusă într-o configurație tipică de amplificator diferențial. Prin intermediul lui sunt sumate ieșirile celor două circuite integrate de întârziere, ceea ce are drept consecință eliminarea distorsiunilor armonice de ordin par și a unor zgomote specifice datorate componentei de tact (glitches);

— Ultimul etaj, realizat cu cea de-a doua secțiune a amplificatorului operațional dublu, este un filtru trece-jos cu frecvența de tăiere fixată la 7,5 kHz și panta asimptotică de -18 dB/octavă. Rolul acestui filtru este de a elimina reziduurile componentei de tact, în scopul îmbunătățirii raportului semnal/zgomot.

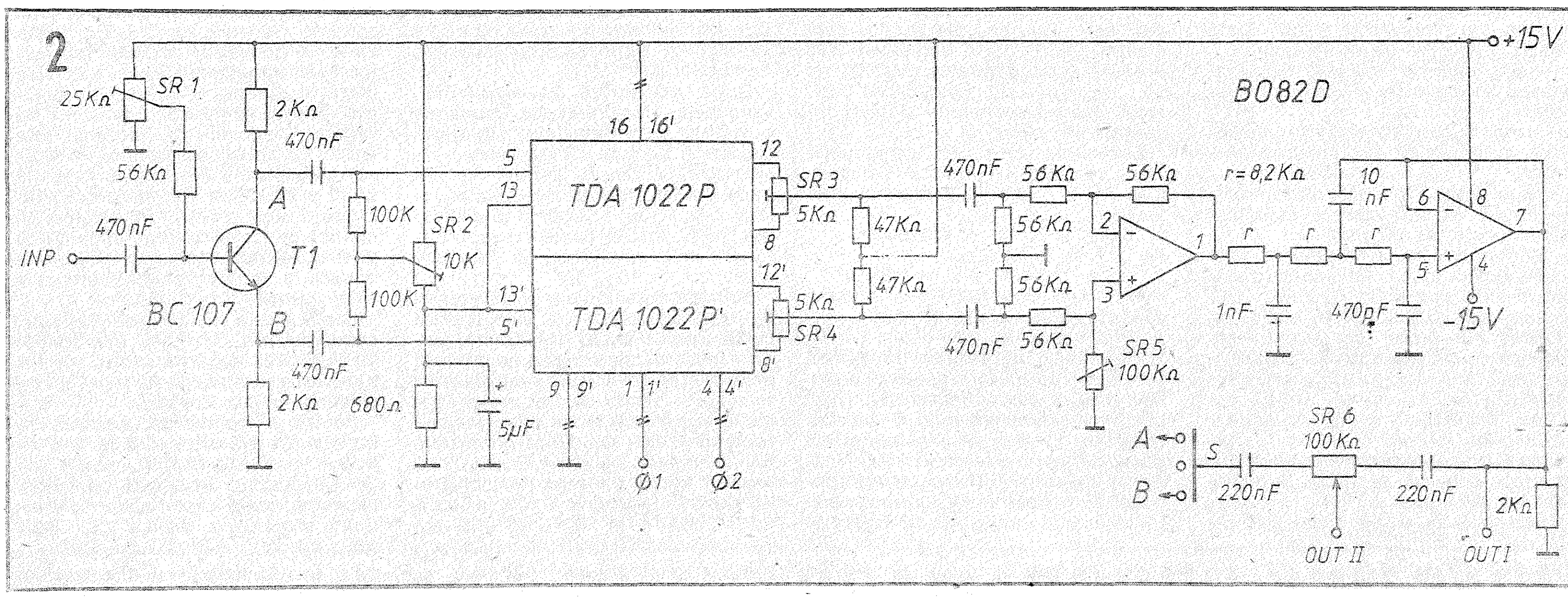
Pentru prezentarea unei scheme desenate cât mai „aerisit", am recurs la o modalitate mai puțin folosită; conexiunile barate cu două linii paralele semnifică faptul că acestea reprezintă două conductoare. De altfel, în dreptul lor figurează câte două numere, corespunzătoare terminalelor respective de la fiecare circuit integrat.

În schemă nu a fost figurat generatorul de tact, care, în funcție de aplicația procesorului, poate avea diferite configurații. Principial, el este un generator bifazic de tipul astabilului, care produce impulsuri dreptunghiulare în contrafază, aplicate pe intrările de tact Ø1 și Ø2.

Reglaje și măsurători. Pentru efectuarea operațiilor de reglaj și a măsurătorilor sunt necesare un generator de audiofrecvență, un multivoltmetru electronic, un osciloscop, o punte de măsurare a distorsiunilor armonice și eventual un frecvențmetru digital. Se poziționează cursoarele semireglabilelor la jumătatea cursei. Se aplică impulsuri de tact de la un generator bifazic pe intrările Ø1 și Ø2. Frecvența impulsurilor de tact va fi de cca 25 kHz, amplitudinea de aproximativ 90% din tensiunea de alimentare a circuitelor integrate TDA 1022P, iar factorul de umplere de cca 0,48. Mai întâi se reglează SR 3 până la obținerea unei valori minime, indicată de voltmetrul și/sau osciloscopul pe ieșirea OUT I și se reglează SR 5 pentru minimaizarea zgomotului general. Se aplică la intrarea procesorului INP un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz și amplitudinea de cca 2 Vrms. Din reglajul semireglabilelor SR 1 și SR 2 se urmărește pe osciloscop obținerea unui semnal sinusoidal perfect. Pentru un reglaj corect, o punte de distorsiuni conectată la ieșirea procesorului va indica un coeficient de distorsiuni armonice de maximum 0,3%.

Rezultatele măsurătorilor efectuate de noi pe montajul experimental conform schemei din figura 2, sunt următoarele:

— banda de frecvență	30—7500 Hz/ -3 dB;
— distorsiuni armonice	0,25% la 1 kHz;
— raport semnal/zgomot	-70 dB (neponderat);
— tensiunea maximă de intrare	2,35 Vrms;



— atenuarea de inserție −1 dB.

Precizăm că raportul semnal/zgomot este neponderat și că el corespunde frecvenței de tact egală cu 25 kHz, valoare pe care o considerăm ca minimă pentru aplicații de calitate. Dublarea frecvenței de tact conduce la creșterea raportului semnal/zgomot la aproximativ —76 dB (neponderat). Pentru cei mai puțin familiarizați cu aspectele practice ale folosirii circuitelor integrate BBD/CTD, precizăm că valorile parametrilor enumerați mai sus pot fi considerate ca foarte bune pentru această categorie de dispozitive. Pentru o evaluare mai corectă a acestora, indicăm mai jos principalii parametri ai magnetofonului profesional NAGRA IVL (pentru viteza de 9,5 cm/s) și ai liniei de întârziere digitală URSA MAJOR SPACE STATION, unul dintre procesoarele cele mai răspândite în studiourile de sunet:

	NAGRA	URSA MAJOR
— banda de frecvență	30—7000 Hz/±3 dB	20—7000 hz/−3 dB
— distorsiuni armonice	0,8%	0,15%
— raport semnal/zgomot	−74 dBA	−81 dBA

După cum se vede, raportul semnal/zgomot al celor două aparate a fost măsurat prin intermediul filtrului de pondere de tip A. Este de la sine înțeles că, dacă raportul semnal/zgomot al procesorului analogic propus de noi ar fi fost măsurat cu acest filtru, valoarea lui ar fi crescut sensibil. Referitor la rezultatele măsurătorilor efectuate pe montajul experimental al procesorului din figura 2, sunt necesare câteva precizări. Impulsurile de tact aplicate celor două circuite integrate TDA 1022P au provenit de la un generator bifazic, realizat cu un circuit integrat MMC 4069 (două inversoare incluse într-o configurație tipică de astabil, iar alte două folosite ca buffere).

După cum se vede din schemă, polarizarea celor două circuite integrate TDA 1022P pe pinii 5 și 13, este comună. Deoarece se constată o oarecare dispersie inerentă a valorii optime de polarizare la intrare în funcție de exemplarul folosit, recomandăm polarizarea separată a celor două circuite integrate, atunci când nu dispunem de două exemplare identice sau când procesorul trebuie să răspundă unor exigențe de înaltă calitate.

Folosirea modului de operare diferențial/balansat a circuitelor integrate TDA 1022P a condus la reducerea distorsiunilor armonice și la mărirea raportului semnal/zgomot. O îmbunătățire substanțială a acestui ultim parametru se datorează introducerii semireglabilului de balans între pinii 8 și 12, ceea ce confirmă supoziția noastră referitoare la cele două ieșiri ale circuitului integrat TDA 1022P. În funcție de exemplarele folosite, balansul corect poate conduce la o mărire a raportului semnal/zgomot cu 2... 10 dB.

Întârzierea realizată prin intermediul acestui procesor poate varia între 1...16 milisecunde, pentru care frecvența impulsurilor aplicate pe intrările de tact Ø1 și Ø2 trebuie să fie cuprinsă între 256 kHz și minimum 16 kHz. Se recomandă folosirea unui preamplificator cu câștig de 10...20 dB la intrarea procesorului, pentru a realiza atacul corect, în vederea conservării raportului semnal/zgomot inițial. Prin conectarea unui condensator în paralel pe rezistența de sarcină a acestui preamplificator, se va realiza simultan și o filtrare trece-jos, pentru evitarea distorsiunilor de intermodulație. Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune bipolară, stabilizată și bine filtrată.

Aplicații. În cele câteva materiale referitoare la efecte sonore, publicate de noi anterior, am indicat modalitățile și configurațiile specifice de obținere a celor mai multe efecte realizabile cu timpi de întârziere cuprinși în domeniul 1...75 milisecunde. În cele ce urmează, ne vom referi numai la câteva aplicații ale procesorului prezentat, aplicații care nu reclamă configurații suplimentare și care se bazează pe timpi de întârziere cuprinși între 1 și 10 milisecunde. Procesorul poate fi folosit ca atare, pentru obținerea efectului de vibrato real, ca sintetizator pseudostereofonic sau ca schimbător de spectru. Pentru obținerea efectului de vibrato real (adică de vribrato frecvență și nu de amplitudine care se poate obține simplu cu unul sau două tranzistoare), este necesar ca generatorul de tact să fie de tip VCO controlat automat de un semnal sinusoidal cu frecvența de 1...10 Hz, sau prin intermediul unui potențiometru-pedală. Semnalul ce urmează a fi procesat, care provine în general de la instrumente muzicale clasice, de exemplu chitară, se aplică la intrarea procesorului. La ieșire se obține semnalul procesat perceput ca variație periodică a înălțimii semnalului aplicat la intrare. Folosit ca sintetizator pseudostereofonic, procesorul va fi controlat de un generator de tact cu frecvență fixă, de cca 25 kHz. Pentru a obține efecte pseudostereofonice, semnalul unei surse monofonice se aplică unui amplificator stereofonic; pe un canal semnalul se aplică direct, iar pe celălalt canal, prin intermediul procesorului. Menționăm că efecte pseudostereofonice evidente, impresionante, se obțin numai la audiția în căști (datorită timpului de întârziere relativ mic). Pentru cele două aplicații de mai sus, comutatorul S se va afla în poziția de mijloc, iar semnalul procesat este preluat de la ieșirea OUTI.

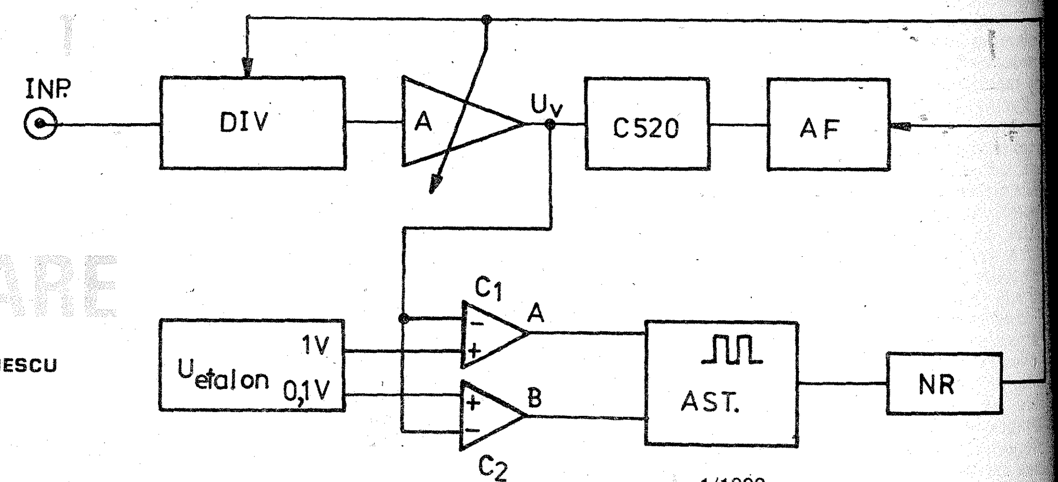
Profitând e existența unui defazor în structura procesorului (realizat cu tranzistorul T1), putem obține foarte simplu efectul de flanger pozitiv sau negativ, în funcție de poziția comutatorului S. Semireglabilul SR 6 reglează gradul de rejecție a flangerului, care poate atinge valori de peste 50 dB; în aceste condiții, profunzimea efectului este maximă. Dacă generatorul de tact produce impulsuri cu frecvență fixă, se obține flanger static sau comb filter (filtru pieptene). Dacă generatorul de tact este de tip VCO, controlat de un generator de funcții se poate obține flanger dinamic, rotor-sound, efecte Leslie, caracterizate printr-o puternică senzație de spațialitate și dinamism. Pentru aceste efecte, semnalul procesat este prezent la ieșirea OUT II.

Concluzii. În acest material s-a prezentat un procesor audio, realizat cu circuitele integrate TDA 1022P operate în configurație diferențială, care împreună cu balansarea separată la ieșirea fiecărui circuit integrat, au condus la obținerea unor performanțe superioare în ceea ce privește raportul semnal/zgomot și distorsiunile armonice.

Acum, după ce am prezentat pe parcursul mai multor articole moduri specifice de operare a liniilor de întârziere de tip BBC/CTD (normal, paralel/multiplexat și diferențial/balansat), putem alege configurația optimă raportată la o aplicație concretă. Combinând ultimele două moduri de lucru, obținem o nouă configurație numită balansat/multiplexată, care evident îmbină avantajele celor două metode, îmbunătățind substanțial performanțele sistemului. Nu putem însă recomanda amatorilor această configurație, deoarece numărul circuitelor integrate este dublu față de modul paralel sau diferențial și cvadruplu față de varianta normală de operare. Cei care au achiziționat aceste circuite integrate cunosc prețul ridicat al acestora și vor fi de acord că dublarea sau cvadruplarea numărului de circuite intregrate BBD/CTD într-o unitate de efecte ar însemna o investiție prea mare. Referitor la prețul acestor circuite integrate, ne permitem în final, dar nu în ultimul rând, o atenționare: circuitele BBD/CTD sunt realizate în tehnologie MOS, deci manevrați-le cu prudență!

VOLTMETRU DIGITAL CU AUTOSCALARE

Dr. ing. CONSTANTIN ROŞU şi Fiz. EUGENIA CĂRBUNESCU



În cele ce urmează vom prezenta schema de principiu şi modul de reglaj al unui voltmetru digital cu trei cifre. Având la bază circuitul specializat C250, el prezintă următoarele performanţe:

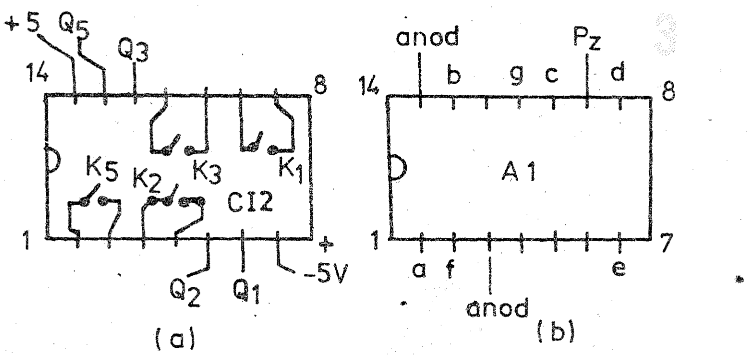
— are 6 game de măsură, având capetele de scală de 999V/ 99,9V / 9,99V / 999mV / 99,9mV / 9,99mV;
— impedanţa de intrare Zi egală cu 1,5MΩ pe scările de volţi şi 1MΩ în rest;
— schimbare automată a scalei, dacă tensiunea de intrare depăşeşte valoarea 0,95 x Ucs sau scade sub valoarea 0,095 x Ucs (unde Ucs reprezintă valoarea capătului de scală curentă);
— indicare automată (cu led) a semnului tensiunii de intrare;
— modul de lucru — c.a./c.c., comandat normal;
— în modul c.a. (curent alternativ), banda de frecvenţă (3dB) este 20 Hz ÷ 20 k Hz pe toate scările;
—Indică automat (cu led) dacă valoarea afişată este în volţi sau milivolţi;
— prezintă posibilitatea de memorare a indicaţiei, la comandă normală;
— este protejat la supratensiune;
— timpul de stabilizare a regimului termic este de 20 min.

Menţionăm că autoscalarea este deconectată dacă tensiunea depăşeşte 950V (pe scala de 999V) sau scade sub 0.95mV (pe scala de 9,99mV). În acest caz eventualele depăşiri sunt indicate de C250.

ANALIZA FUNCŢIONĂRII

Modul de funcţionare poate fi înţeles pe schema de principiu reprezentată în figura 1.

Semnalul de intrare trece prin divizorul DIV şi este amplificat de aplificatorul A. Tensiunea U_V rezultată este aplicată integratului specializat C250, (fiind afişată de AF) precum şi comparatoarelor C1 şi C2. În regim de funcţionare normală, mărimea tensiunii U_V este încadrată în gama: $0 < U_V < 1V$.



Semnalele A şi B (compatibile TTL) vor avea, în funcţie de mărimea lui U_V, valorile prezentate mai jos:
1) dacă: $0 < U_V < 0,095V$, A= „1" şi B = „1";
2) dacă: $0,095V < U_V < 0,95V$ A = „1" şi B = „0";
3) dacă: $0,95V < U_V < 1V$, A = „0" şi B = „0".

Etajul AST reprezintă un astabil comandat care oferă pulsuri cu durata de 0,2 sec şi frecvenţa 0,4 Hz, cât timp semnalele A şi B satisfac condiţiile 1) şi 3) de mai sus; când gama de lucru este cea corectă (cazul 2), astabilul nu funcţionează. Impulsurile generate atacă un numărător reversibil (etajul NR din figura 1) care avansează în sens crescător dacă A = 1 sau descărcător dacă A = 0. Prin construcţie scala de 100 V corespunde semnalului nul la ieşirea numărătorului.

După prelucrare în etajul NR, semnalele numărătorului comandă punctele zecimale ale afişajului (pentru a permite citirea scalei), divizorul DIV de la intrare (în trei game având factorul de transfer relativ 1/1, 1/100, 1/1000) şi amplificarea lui A (în trei game corespunzătoare unor amplificări în tensiune egale cu 1, 10, 100).

Schema corectă este prezentată în figura 2. Etajul CI 1/1 este realizat cu integratul TL082 care oferă performanţe ridicate în ceea ce priveşte impedanţa de intrare, stabilitatea termică şi banda de frecvenţe. Protecţia la supratensiune este realizată cu diodele D1, D2. Dacă contactele K4 şi K5 sunt deschise, factorul de transfer este 1; pentru K4 închis şi K5 deschis el devine 1/100, iar dacă K4 şi K5 sunt închise obţinem 1/1000.

Am preferat comanda lui K4 cu un releu, deoarece soluţia în care folosim pe post de comutator un tranzistor sau integratul 4016 nu a dat rezultate bune în ceea ce priveşte comportarea în frecvenţă. Condensatoarele C2, C3, C4, CT1, şi CT2 asigură compensarea în frecvenţă a divizorului de intrare.

Etajul următor, realizat cu a două secţiune a lui TL082 (CI1/2) reprezintă un amplificator cu amplificări fixe (An = 1 dacă K1 este închis, An =10 dacă K2 este închis, An =100 dacă K3 este închis). Reglajul iniţial al amplificărilor se realizează cu potenţiometrele P3, P4 şi P5.

Detecţia şi indicarea polarităţii este efectuată prin intermediul unei scheme realizate cu CI3. Ea reprezintă un convertor detector (cu factorul de transfer de circa 1/2) care oferă în punctul ∞ o tensiune pozitivă, oricare ar fi semnul tensiunii de intrare. Răspunsul de frecvenţă este optim în cazul integratului ROB07; operaţionalele β 741, β 108, ROB101 oferă o bandă de frecvenţă net inferioară. Potenţiometrul P8 asigură simetrizarea convertorului, astfel încât pentru tensiuni egale, dar de semne opuse, la intrare, să obţinem tensiuni identice în punctul ∞.

Semnul este indicat de ledul D22, comandat de CI3 prin intermediul lui R15, T2; dacă tensiunea de intrare este pozitivă, ledul este aprins şi stins în caz contrar.

Pentru a compensa factorul de transfer de 1/2 al lui CI3, a fost introdus un amplificator realizat cu CI4. În punctul 3 obţinem tensiunea necesară pentru comanda voltmetrului propriu-zis realizat cu C520.

JOYSTICK PROGRAMABIL

Ing. CONSTANTIN SCURTU

Propun posesorilor de calculatoare personale din seria HC-85, TIM-S, sau compatibile şi care se implică în problemele jocurilor electronice pe calculator, realizarea unui joystick programabil.

Se ştie că fiecare joc electronic pe calculator are o anume combinaţie de taste pentru comanda mişcărilor, iar folosirea actualelor joystick-uri, este foarte limitată, dacă nu chiar imposibilă, întrucât acestea dublează numai anumite taste ale calculatorului care, frecvent, sunt altele decât cele de care am avea nevoie.

Din analizarea schemei de principiu, se observă că este vorba de o mică intervenţie la tastatura calculatorului, în sensul că toate firele care vin la aceasta, se vor duce şi la o mufă tip conector-priză cu 23 contacte, pentru care este necesar un cablu plat cu 13 + 2 fire, care se vor lipi pe placa cu taste.

Conectorul priză se va fixa pe carcasa calculatorului, iar în lipsa unui asemenea conector se pot folosi şi trei mufe cu 5 contacte folosite la magnetofoane.

În al doilea rând, trebuie observat că fiecare comandă dată de joystick, şi care trebuie să dubleze de fapt o anumită tastă a calculatorului, se obţine şi se găseşte la intersecţia uneia din cele 4 linii cu una din cele 10 coloane, notate conform schemei de principiu a calculatorului HC-85, ales pentru exemplificare. Notaţiile se regăsesc pe comutatoare şi în tabelul de programare.

De exemplu, comanda „DOWN", dacă trebuie obţinută cu tasta „M" a calculatorului HC-85, se va acţiona asupra perechilor de comutatoare de pe această direcţie, formând combinaţia C-8, conform tabelului de programare ce se va aplica la vedere pe joystick.

Deci, la fiecare tastă a calculatorului corespunde o combinaţie formată dintr-o literă şi o cifră ce poate fi formată de la orice pereche de comutatoare.

Articolul de faţă materializează ideea că joystick-urile din dotarea noastră, fabricate de o firmă cu tradiţie în domeniu, cu foarte mici cheltuieli pot deveni universale şi utilizabile pentru orice combinaţie de taste cerută de un anume joc.

Am realizat un astfel de joystick programabil, deci şi partea meca-



Protecția lui CI5 este realizată cu diodele D9-D13, care limitează brusc tensiunea aplicată la intrare (CI5/11) la valoarea de 3,5V.

Pentru ca valorile indicate în curent alternativ să fie efective, este necesar ca factorul de transfer al lui CI4 să fie de 1,11 ori mai mare față de cel din curent continuu; aceasta se realizează (când K6 este deschis) cu P10.

Toate circuitele CI1-CI4 au prevăzută posibilitatea de reglaj al nulului, prin intermediul potențiometrelor P1, P6, P7, P9.

Voltmetrul CI5 prezintă o schemă standard, în care identificăm reglajul nulului (P12) și al capătului de scală de 999mV (P13). Comutatorul K7 permite memorarea indicației (K7 deschis) sau funcționarea permanentă (K7 închis). Afișajul este realizat cu trei cifre (led) cu anod comun, comandate cu tranzistoarele T3÷T5 respectiv cu decodificatorul BCD-7 segmente (realizat cu CI6).

Pentru a asigura funcția de autoscalare, tensiunea U_V este trimisă comparatoarelor CI7/1, CI7/2. Elementele R31, P11 și R36, R37, D8, P14 oferă tensiuni de referință de 0,95V respectiv 95mV la intrările neinversoare ale comparatoarelor. Pentru a evita fenomenele de autooscilație prezente în cazul unei evoluții lente a semnalului la intrare, comparatoarele au fost transformate în triggere Schmitt cu R42 și R43. La ieșiri se obțin semnalele A și B (respectiv $\bar{A}$ și $\bar{B}$ după inversarea lor cu T6, T7).

Circuitul CI8 comandă astabilul CI9, dacă CI8/8 = „1"; în plus el asigură funcțiunile:

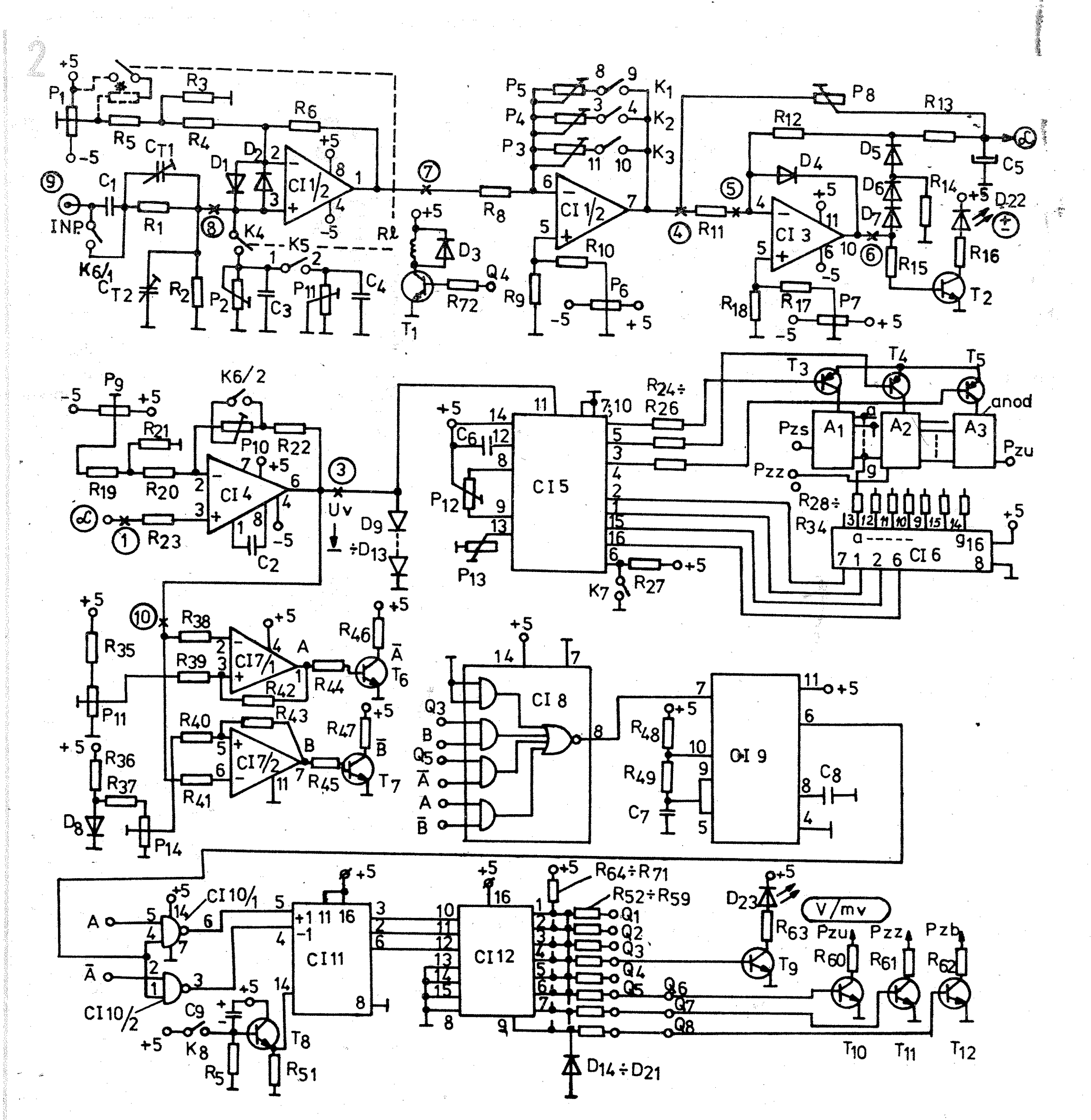
a)permite comanda lui CI9 numai dacă $U_V < 95mV$ sau dacă $U_V > 0,95V$;

b) dacă scala de măsură este cea de 9,99mV și $U_V < 95$ mV, astabilul este blocat pentru a nu permite tranziția pe o scală neprogramată (de 0,999 mV);

c) analog, astabilul este blocat dacă scala este 999V și $U_V > 0,95V$; depășirea scalei este indicată de C520 prin simbolul „]]]".

Impulsurile generate intră în circuitul CI10 care funcționează ca „macaz". Astfel, dacă $U_V < 0,95V$ (A = 1) numărătorul CI11 primește impulsurile la intrarea sa crescătoare (CI11/5); numărul indicat la ieșire crește, corespunzător unei scale mai sensibile. Impulsurile sunt generate până când, pe scala corectă, semnalul $A \cdot \bar{B}$ = „1" blochează astabilul. Analog, dacă $U_V > 0,95V$ (A = 0) impulsurile ajung la intrarea descrescătoare (CI11/4), procesul desfășurându-se ca mai sus.

Gupul T8, C9, R50, R51 are rolul



de a aduce la zero numărătorul la conectarea alimentării (scala de 1000 V). Este prevăzută și posibilitatea comenzii manuale de trecere pe scala de 1000 V (prin închiderea lui K8).

Semnalele oferite de CI11 (CI11/3, CI11/2, CI11/6) comandă adresele promului CI12 (folosit pentru a economisi nu număr mare de circuite TTL cu care s-ar putea simula funcțiile de comandă necesare). Cele 8 ieșiri Q1-Q8 comandă divizorul de intrare, amplificatorul CI1/2, punctele zecimale ale afișajului și ledul D23 care indică trecerea volți-milivolți. Semnalele generate de acesta, precum și stările diferitelor elemente din schema din figura 2, sunt prezentate în tabelul alăturat,pentru fiecare scală de măsură. Diodele D14-D21 au rolul de a proteja de distrugere promul, deoarece el este cuplat direct cu integratul 4016 (alimentat cu±5V).

REGLAJUL VOLTMETRULUI

Reglajul aparatului se face obligatoriu în ordinea indicată mai jos. Pentru reglaje este nevoie de un voltmetru digital profesional (cu 4 cifre), o sursă dublă de tensiune de ±20V, un generator de semnale dreptunghiulare cu amplitudinea de maximum 10V și un osciloscop.

(CONTINUARE ÎN PAG. 12)

nică, într-o carcasă de plastic cu dimensiunile de 35 x 100 x 165 mm, cu cinci comenzi programabile încorporate.

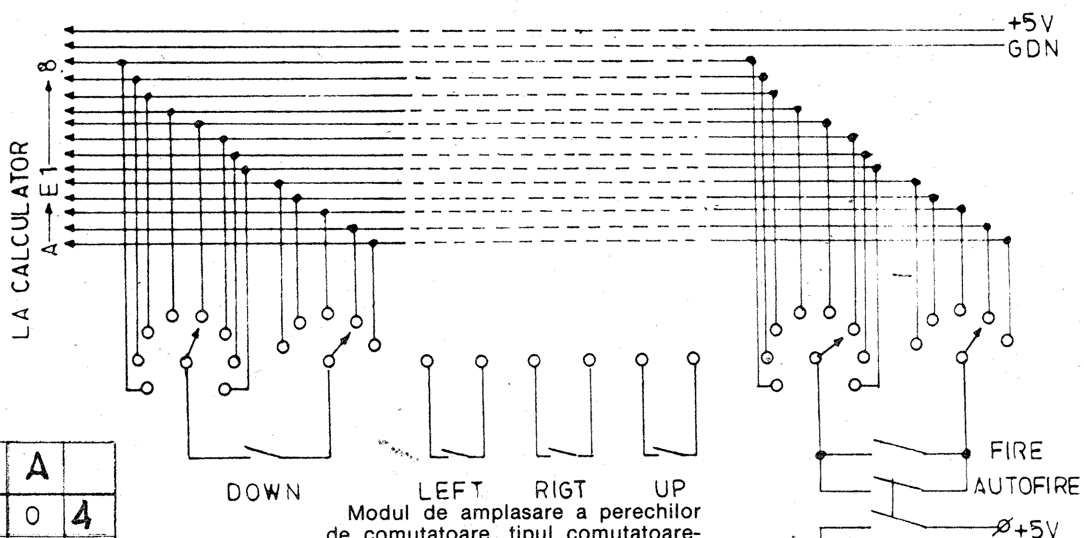
Lângă perechile de comutatoare cu 1 x 5 poziții și 1 x 8 poziții, mai sunt montate două LED-uri, unul conectat direct la sursa de +5V, iar al doilea „se aprinde" la comanda „AUTOFIRE", ce este acționată de la un comutator de translație liniar, permanent închis sau permanent deschis.

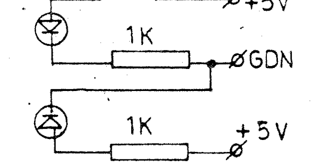
Cele cinci perechi de comutatoare sunt de tipul „furculiță", model folosit la televizorul color „ELCROM" pentru schimbarea benzilor de frecvențe, considerându-le ca fiind sigure în funcționare, corespunzător unei simplități de execuție.

TABEL DE PROGRAMARE

	A	B	C	D	E	E	D	C	B	A	
1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	4
2	O	W	E	R	T	Y	U	I	O	P	5
3	A	S	D	F	G	H	J	K	L	EN	7
6	SS	Z	X	C	V	B	N	M	CS	SP	8

SCHEMA DE PRINCIPIU





Modul de amplasare a perechilor de comutatoare, tipul comutatoarelor, rămân la aprecierea amatorului, însă și varianta pe care deja am realizat-o și funcționează foarte bine, poate constitui o bună bază de pornire, având ca model și fotografia prototipului realizat.

INTERŞANJABILITATEA MODULELOR DE BALEIAJ VERTICAL

Ing. ŞERBAN NAICU

La receptoarele T.V. alb-negru (staționare) distingem două tipuri de module de baleiaj vertical și anume:
— module echipate cu 6 tranzistoare, care pot fi de două tipuri (P35782 A, B, C, D, E la T.V. cu CI clasice și P11586—000 la T.V. cu CI cu consum redus de energie);
— module echipate cu circuitul integrat TDA1170S, care pot fi și ele de două tipuri (P35315A la T.V. cu 6 CI clasice și P23607—510 la T.V. cu 6 CI cu consum redus de energie).

Modulul de baleiaj vertical echipat cu 6 tranzistoare (figura 1), cod P11586—000, cuprinde 3 etaje:
— oscilatorul format în principal cu tranzistoarele T501, T502;
— formatorul de tensiune în dinte de ferăstrău;
— amplificatorul prefinal (format din T503, T504) și finalul de putere (T505, T506).

Funcționarea modulului este următoarea: oscilatorul echipat cu T501, T502 (tranzistoare de tip pnp cu siliciu) generează impulsuri dreptunghiulare de scurtă durată în colectorul lui T502. Prin modul de alegere a rezistoarelor R503 și R505, când T501 este blocat, T502 va fi saturat și invers.

Să presupunem că la pornire T501 este saturat iar T502 este blocat. Tensiunea U_{BE} a lui T502 (formată din suma căderii de tensiune pe R508 și tensiunea de pe C501) va fi pozitivă, cu o variație descrescătoare. Când ea va atinge valoare de -0,6 V tranzistorul T502 se va deschide, tensiunea sa de colector va crește, ceea ce va determina blocarea lui T501 (salt de tensiune pozitiv în baza acestuia prin R503). Condensatorul C501 se va încărca pe traseul R508, R507, R506, R504, ceea ce va determina micșorarea tensiunii U_{BE} a lui T502, ducând tranzistorul în blocare. Tensiunea de colector a lui T502 va scădea, ceea ce se va transmite prin R503 în baza lui T501, ducându-l la saturație. Ciclul se va relua.

Vom obține, deci, în colectorul lui T502 (anodul diodei D502) un tren de impulsuri dreptunghiulare, a căror frecvență se poate regla din semireglabilul R506.

Oscilatorul este sincronizat din exterior prin R501 de către impulsurile de sincronizare cadre provenite de la modulul sincroprocesor.

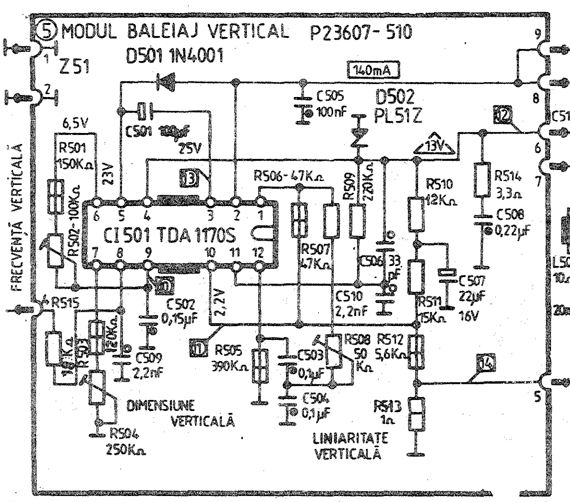
Impulsurile pozitive din colectorul lui T502 vor deschide periodic dioda D502, moment în care C503, C504 se vor descărca rapid prin aceasta. În pauza dintre impulsuri dioda se va bloca și se va forma tensiunea în dinte de ferăstrău.

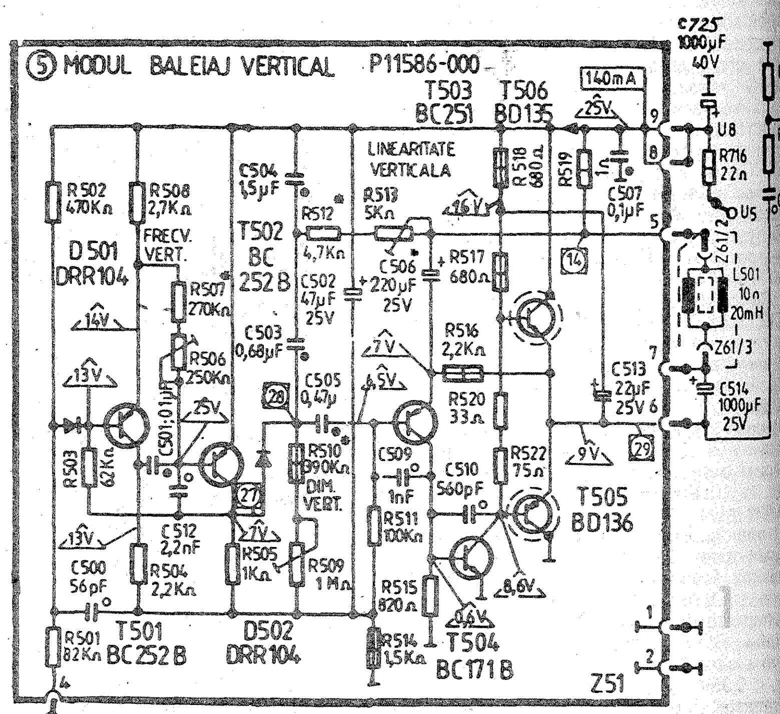
Circuitul de formare a tensiunii în dinte de ferăstrău este format din R509, R510, C503, C504, D502 și se alimentează cu o tensiune filtrată cu R514 și C502.

Această tensiune în dinte de ferăstrău preluată prin C505 este amplificată de preamplificatorul realizat cu T503, T504 și finalul T505, T506 la nivelul necesar pentru comanda bobinelor de deflexie pe verticală.

De pe rezistența R519 (1Ω), înseriată cu bobinele de deflexie se ia o tensiune de reacție folosită pentru corecția liniarității curentului de deflexie prin bobine, asigurând compensarea termică a deflexiei de cadre.

Tensiunea de alimentare a modu-





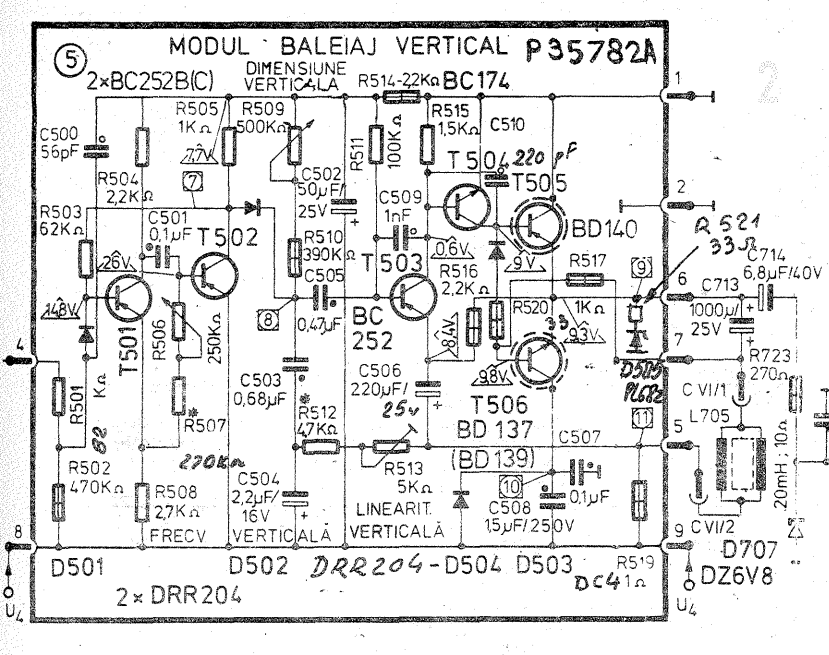
VOLTMETRU DIGITAL CU AUTOSCALARE

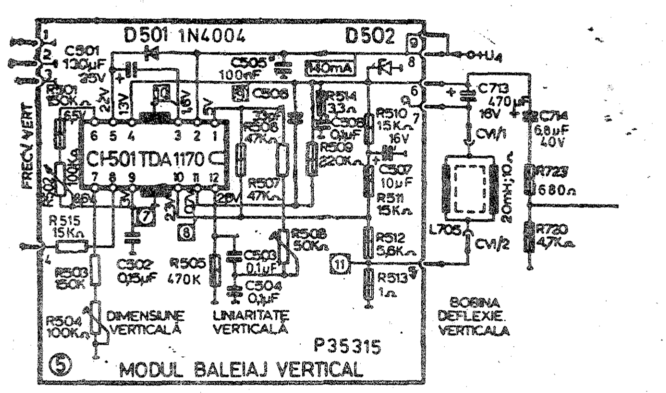
(URMARE DIN PAG. 11)

CAP SCALA	ADRESA PROM. CI 12			Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7	Q8	led (V/mV)
	10	11	12									
999 V	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1
99,9 V	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1
9,99 V	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1
999 mV	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0
99,9 mV	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
9,99 mV	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0

ATENȚIE! La fiecate etapă de reglaj este necesară o pauză de 10—15" după aplicarea alimentării, pentru a asigura stabilizarea regimului termic al aparatului.

Etapele de reglaj sunt următoarele:
1) Se desface legătura în punctul 1 și se pune R23 la masă. Reglăm P9 pentru ca U3 = U_i să fie nul (cu voltmetrul de reglaj pus pe scala cea mai sensibilă). Refacem apoi legătura în punctul 1.
2) Desfacem legătura în punctul 4, conexiunea între P8-4 și legătura dintre R12, D4 și punctul 5. Conectăm R11 (punctul 4) la masă. Legăm o rezistență de 22 kΩ între bornele CI3/4 și CI3/6. Cu voltmetrul conectat în punctul CI3/6, reglăm P7 pentru ca U6 = 0. Desfacem rezistența de 22 kΩ și refacem legăturile lui P8, R12, D4. Aplicăm o tensiune de + 1,000V la intrarea 4 (dinspre CI3) și măsurăm tensiunea U_i^+ la borna 1. Aplicăm o tensiune de semn contrar de -1,000V la borna 4 și măsurăm tensiunea U_i^- la borna 1. Calculăm U_n = $(U_i^+ + U_i^-)/2$ și reglăm P8 pentru ca (U4 = -1,000V) să avem U1 = U_n. Repetăm de mai multe ori (de 4—6 ori) operația de mai sus până când circuitul este bine simetrizat. Refacem legătura în punctul 4.
3) Desfacem legătura în punctul 7 și punem R8 la masă. Cu voltmetrul conectat în punctul 4 și K3 închis, reglăm P6 pentru ca U4 = 0. Refacem legătura în 7 și desfacem strapul lui K3.
4) Cu K4 și K5 deschise, conectăm un condensator de 100 nF între 8 și masă. Conectăm 9 la masă și reglăm P1 pentru ca U7 = 0. Închidem K4 și verificăm dacă zeroul (U7) se strică; în caz afirmativ, conectăm un potențiometru de 100 kΩ între 10 și +5V sau între 10 și -5V și îl reglăm pentru ca U7 = 0. Conectăm în locul potențiometrului o rezistență fixă de valoare egală. Introducerea sa în circuit se face cu unul din contactele releului R1. Desfacem legătura 9-masă.
5) Menținem C = 100 nF între 8 și masă. Cu K1 și K6 închise și restul deschise, aplicăm U9 = 0,999V. Cu voltmetrul conectat în 3, reglăm P5 pentru ca U_i = 0,999V.
6) Cu K2, K6 închise și restul deschise, aplicăm U9 = 99,9 mV. Reglăm P4 pentru ca U3 = 0,999V.
7)Cu K3, K6 închise (restul deschise), aplicăm U9 = 9,99 mV. Reglăm P3 pentru ca U3 = 0,999V.
8) Cu K2, K4, K6 închise (restul deschise), aplicăm U9 = 9,99V. Reglăm P2 pentru ca U3 = 0,999V.
9) Cu K1, K4, K5, K6 închise (restul deschise), aplicăm U9 = 200V. Reglăm P11 pentru ca U3 = 200 mV.
10) Desfacem condensatorul de 100 nF dintre 8 și masă. Cu K2, K4, K6 închise (restul deschise) aplicăm un semnal dreptunghiular cu amplitudinea de 10V și frecvența de 1 kHz la borna 9. Cu osciloscopul aplicat pe brona 7, reglăm CT1 pentru ca U7 să fie dreptunghiular.
11) Cu K1, K6 închise (restul deschise), aplicăm un semnal dreptunghiular de 1V (1 kHz) la borna 9. Reglăm CT2 pentru ca pe osciloscop U7 să fie dreptunghiular. Astfel, toate gamele au fost compensate în frecvență.
12) Conectăm C = 100 nF între 8 și masă. Cu K1 închis și restul des-





lului provine din U5 (28V) prin R716 (22Ω), fiind de 25V, la un curent de 140 mA (la o baleiere normală).

Acest tip de modul BV echipează T.V. cu consum redus cu 3, 4 și 5 C.I.

În figura 2, este prezentată schema modulului BV echipat tot cu 6 tranzistoare (cod P35782A), care echipează T.V. clasic cu 5 CI. Modulul se alimentează de la +U4 (23,5V).

Receptoarele T.V. cu consum redus, cu 6 CI, au în componența modulul BV echipat cu circuitul integrat TDA1170SH (cod P23607—510) prezentat în figura 3.

C.I. TDA1170 încorporează toate funcțiunile necesare pentru producerea curentului de deflexie necesar bobinelor de deflexie pe verticală, conținând:

— un oscilator sincronizat, de tip prag;
— un generator de tensiune în dinte de ferăstrău;
— un etaj amplificator de transconductanță.

Oscilatorul este sincronizat din exterior cu impulsuri pozitive sosite, prin rețeaua R515, C509, de la modulul sincroprocesor, care ajung pe pinul 8 al C.I.

La pinul 6 al C.I. este furnizată o tensiune de 6,5 V care prin R501 și R502 (semireglabil cu care se reglează frecvența proprie a oscilatorului) încarcă pe R502 (150nF).

Condensatorul C502 se descarcă în momentul când tensiunea la pinul 9 al C.I. atinge 4V, sau când este comandat de impulsurile de sincronizare exterioare. Banda de sincronizare este de 10%, frecvența proprie a oscilatorului fiind reglată la 45Hz (oricum, sub 50 Hz). Plaja de reglare (din R502) este cuprinsă între 35—52 Hz.

Circuitul situat între pinii 1,12 (R507, R508, C503, C504, R505) formează generatorul tensiunii în dinte de ferăstrău.

În interiorul C.I., între pinii 7 și 12, se află o oglindă de curent, iar tensiunea pe pinul 7 este stabilizată la 6,5 V.

Astfel, curentul care încarcă pe C503, C504 și care determină dimensiunea dintelui de ferăstrău se reglează cu ajutorul semireglabilului R504 (dimensiune verticală). Încărcarea celor două condensatoare se face la curent constant, tensiunea crescând liniar.

Rezistorul R508 (ca și R505) introduce o corecție de liniaritate.

Tensiunea în dinte de ferăstrău, obținută la pinul 1 al C.I., se aplică prin R506 la pinul 10, care este la intrarea inversoare a amplificatorului final.

La intrarea neinversoare (pinul 11 al C.I.) cu un potențial de 2,2 V, se conectează circuitul oscilant R509, C506 și C510.

Amplificatorul final (de putere) poate livra un curent de max. 1,6 A_{vv} (pinul 4 al C.I.). Prin grupul R510, R511, R512 și R513 se asigură o reacție de c.c., iar prin R513 și R512 o reacție de c.a.

Tensiunea continuă la ieșire (pinul 4), fără semnal, este stabilită din reacția de c.c.

R514, C508 amortizează diferitele oscilații care pot apărea la ieșirea etajului.

Dioda D501 asigură dublarea impulsului pe cursa inversă de cadre.

Se constată că la pornirea și la oprirea T.V., tensiunea din timpul cursei inverse de cadre poate depăși limita maximă de 55V, pe pinul 4 al C.I., fapt care conduce la distrugerea tranzistoarelor finale interne.

Pentru protecția C.I. TDA1170 împotriva acestor supratensiuni în timpul cursei inverse de cadre, se conectează o diodă Zener D502 (PL51Z) cu catodul la pinul 4 și anodul la masă.

Modulul se alimentează de la +U5 (28V) prin R716 (47), tensiune filtrată cu C725, consumul de curent al modulului fiind de 140mA (la o baleiere normală).

În figura 4, este prezentată schema modulului BV echipat tot cu C.I. — TDA1170 (cod 35315) care echipează T.V. clasic cu 6 C.I.

Modulul se alimentează de la +U4 (23,5 V).

În caz că se urmărește înlocuirea unui tip dintre aceste module prezentate cu altul, se vor avea în vedere următoarele precizări:

— se va verifica dacă este necesară sau nu inversarea polarității condensatorului de cuplaj cu bobinele de deflexie V;

— se va verifica dacă este necesară sau nu modificarea valorii rezistenței de alimentare pentru stabilirea unei tensiuni de alimentare corecte pentru modulul respectiv.

Astfel, în ceea ce privește modulele BV echipate cu 6 tranzistoare, se observă vă polaritatea condensatorului de cuplaj cu bobinele de deflexie V este cu armătura pozitivă la pinul 7 al modulului și cu cea negativă la pinul 6, invers decât la modulele BV echipate cu C.I. — TDA1170 (adică plusul condensatorului la pinul 6 al modulului și minusul la pinul 7).

Deci, în cazul înlocuirii unui modul BV echipat cu tranzistoare cu unul echipat cu C.I. (sau invers), este obligatorie schimbarea polarității condensatorului de cuplaj cu bobinele de deflexie.

În ceea ce privește tensiunea de alimentare, se constată că, dacă se va înlocui un modul BV cu C.I. cu alt tip echipat tot cu C.I., nu este necesară modificarea rezistenței de alimentare. Același lucru se întâmplă dacă se înlocuiește un modul BV echipat cu tranzistoare cu altul echipat tot cu tranzistoare.

În schimb, dacă se va înlocui un modul cu C.I. cu unul cu tranzistoare (sau invers), rezistența de pe alimentare se va micșora (de la 47Ω la 22Ω), respectiv, în cazul invers se va mări (de la 22Ω la 47Ω). Deci, dacă se va introduce pe T.V. un modul echipat cu C.I., tensiunea de alimentare se va reduce (prin dublarea rezistenței) cu scopul protecției acestuia.

---

chise, aplicăm U9 = 0,900V. Reglăm P10 pentru ca U3 = 0,999V (am reglat astfel voltmetrul pentru ca valorile indicate să fie eficace).

13) Desfacem C = 100 nF dintre 8 și masă. Întrerupem legătura în 3. Cu K7 închis, conectăm punctul 3 (capătul dinspre C520) la masă; reglăm P12 pentru ca afișajul să indice zero. Conectăm apoi U3 = 999 mV și reglăm P13 pentru ca afișajul să indice 999. Se reface legătura în punctul 3.

14) Desfacem legătura în punctul 10; conectăm între 10 și masă o sursă cu tensiunea de 0,95V. Reglăm P11 până când tensiunea din punctul A își inversează starea logică. Analog, aplicăm U10 = 95,0mV și reglăm P14 până când în punctul B, starea logică se inversează.

Cu aceasta, reglajul este determinat și voltmetrul este gata de funcționare.

DETALII CONSTRUCTIVE

Particularitățile constructive și dimensiunile finale depind de componentele folosite. Alimentarea se face de la o sursă dublă de +5V, -5V (bine stabilizată, deoarece reglajul nulului depinde de aceste tensiuni).

Vom prezenta mai jos câteva condiții strict necesare în realizarea voltmetrului.

a) Intrarea este prevăzută cu o mufă BNC.

b) Toate elementele de circuit, de la intrare la C15 (inclusiv acesta) vor fi ecranate, prevăzându-se acces la dispozitivele de reglaj.

c) Rezistențele care urmează să fie deconectate la reglaj vor fi plasate pe partea cablajului.

d) Panoul frontal (vertical) conține afișajul, comutatoarele K6, K7 și K8 și ledurile D23 și D22. Mufa BNC este plasată în spatele sau în fața aparatului, după dorință.

LISTA MATERIALELOR

Toate rezistențele vor fi chimice (0,25W) cu excepția celor marcate cu o steluță „*", de tip RPM. Potențiometrii de reglaj vor fi de tip multitură pentru a ușura procedura de reglaj. Ei trebuie să fie de calitate, cu contact stabil al cursorului, pentru a nu prejudicia precizia aparatului. Comutatoarele K1, K2, K3, K5 sunt realizate cu integratul MMC4016; în figură sunt indicați doar pinii de legătură. Integratele CI5 și CI12 au fost montate pe socluri 2 x 8. Comutatorul K6 trebuie să reziste la 1000V, restul fiind comutatoare de mică putere. Rezistența R1 și CT1 trebuie să reziste de asemenea la 1000V. Lista componentelor este dată mai jos:

R1* = 1MΩ/2W; R2* = 470 kΩ; R3* = 39 Ω;R4* = 10 kΩ; R5* = 50 kΩ; R6* = 15 kΩ; R8* = 1 kΩ; R9* = 39 Ω; R10* = 50 kΩ; R11* = 10 kΩ; R12* = 10 kΩ; R13* = 5 kΩ; R14* = 5 kΩ; R15* = 10 kΩ; R16* = 200 Ω; R17* = 50 kΩ; R18* = 39 Ω; R19* = 50 kΩ; R20* = 10 kΩ; R21* = 39 Ω; R22* = 10 kΩ; R23* = 1 kΩ; R24 ÷ R26 = 3x1,8 kΩ; R27 = 10 kΩ; R28 ÷ R34 = 7x200 Ω; R35* = 365 Ω; R36* = 560 Ω; R37* = 560 Ω; R38 ÷ R41 = 4x1 kΩ; R42 = 220 kΩ; R43 = 2M Ω; R44 = 10 kΩ; R45 = 10 kΩ; R46,R47 = 2x300 Ω; R48 = 22 kΩ; R49 = 10 kΩ; R50 = 10 kΩ; R51 = 1 kΩ; R52÷R59 = 8x10 kΩ; R60÷R62 = 3 x 300 Ω; R63 = 200 Ω; R64—R71 = 8x470 Ω; R72 = 10 kΩ.

CT1, CT2 = 10 pF/1000V;
C1 = 100nF/1200V; C2 = 100pF; C3 = 10nF; C4 = 100nF; C5 = 10μF/16V; C6 = 300nF/16V; C7 = 10μF/16V; C8 = 10nF/16V; C9 = 100μF/16V.
D1—D21 = 1N4148; D22,D23 = led orice tip.
P8, P1, P6, P7, P9, P12 = 50 kΩ; P2 = 5 kΩ; P11 = 500 Ω; P3 = 150 kΩ; P4 = 15 kΩ; P5 = 1,5 kΩ; P10 = 10 kΩ; P14 = 500 Ω; P13 = 15 kΩ.
T1, T2, T6—T12 = BC171; T3÷T5 = 3xBC177.
CI1 = TL082; CI2 = MMC4016; CI3 = ROB07; CI4 = β108; CI5 = C520; CI6 = CDB447; CI7 = β324; CI8 = CDB454; CI9 = β555; CI10 = CDB400; CI11 = CDB4192 CI12 = SN74188;
AI÷A3 = MDE2101R.
R1 = releu de 5V.

Pentru comoditate prezentăm în figura 3, schema la soclu pentru MMC 4016 și pentru afișaje. În figura 3a sunt indicate semnalele de comandă aplicate direct de la CI12.

ECHIPAMENTUL ELECTRIC al autovehiculelor. TERMINOLOGIE

Ing. ŞERBAN NAICU

Prezentăm în rândurile de mai jos terminologia specifică echipamentului electric auto, conform standardelor române şi internaţionale, conţinând definiţiile termenilor generali, cât şi ale celor specifici fiecăruia dintre cele opt sisteme principale care alcătuiesc instalaţia electrică auto.

Terminologia în domeniul echipamentului electric auto este standardizată la noi în ţară în STAS 10571—76.

TERMENI GENERALI

Pct.	Termen	Definiţie
1.	Instalaţie electrică auto	Ansamblul sistemelor montate pe un tip de autovehicul astfel interconectate, încât să poată executa anumite funcţiuni privind producţia, distribuţia şi utilizarea energiei electrice pe acesta.
2.	Sistem	Ansamblu de elemente ale echipamentului electric auto între care există una sau mai multe relaţii unitare.
3.	Sistem de alimentare	Sistem ce cuprinde elementele pentru producerea şi înmagazinarea energiei electrice pe autovehicul şi elementele de semnalizare a îndeplinirii acestor funcţiuni.
4.	Sistem de pornire	Sistem ce cuprinde elementele pentru pornirea motorului cu ardere internă.
5.	Sistem de aprindere	Sistem ale cărui elemente servesc pentru aprinderea amestecului carburant în motorul cu aprindere prin scânteie.
6.	Sistem de iluminare	Sistem ale cărui elemente servesc pentru iluminarea exterioară şi interioară a autovehiculului.
7.	Sistem de semnalizare	Sistem ale cărui elemente servesc pentru semnalizarea optică şi acustică a prezenţei autovehiculelor şi a manevrelor în circulaţie.
8.	Sistem de măsură şi control	Sistem ale cărui elemente servesc pentru măsurare şi control pe cale electrică a anumitor parametri ai motorului cu ardere internă, ai instalaţiei electrice sau ai autovehiculului.
9.	Sistem de distribuţie	Sistem ale cărui elemente servesc pentru transmiterea şi distribuţia energiei electrice pe autovehicul, asigurând protecţia de curent a acestuia.
10.	Sistem auxiliar	Sistem ale cărui elemente servesc ca elemente auxiliare de securitate, acţionare, climatizare sau întreţinere şi nu condiţionează funcţionarea propriu-zisă a autovehiculului
11.	Sistem special	Sistem ale cărui elemente sunt prevăzute să echipeze autovehiculul în cazuri speciale sau opţional.
12.	Sistem de confort	Sistem ale cărui elemente servesc pentru asigurarea confortului de conducere şi călătorie şi nu condiţionează funcţionarea normală a autovehiculului.
13.	Tensiunea nominală a echipamentului	Tensiunea după care se clasifică echipamentul electric auto.
14.	Tensiune de funcţionare	Tensiunea reală, instantanee la bornele elementelor de echipament electric auto, în funcţionarea normală a acestora.
15.	Tensiune de încercare	Tensiunea pentru care se definesc caracteristicile tehnice ale elementului de echipament electric auto.
16.	Domeniul tensiunilor de funcţionare	Domeniul de tensiuni în limitele căruia echipamentul electric auto trebuie să funcţioneze corect în condiţiile de exploatare stabilite.

Prezentăm în continuare definiţiile termenilor care alcătuiesc cele opt sisteme principale din cadrul instalaţiei electrice.

1. SISTEMUL DE ALIMENTARE

Pct.	Termen	Definiţie
1.	Alternator	Generator de curent alternativ echipat cu redresor, care asigură alimentarea cu energie electrică a instalaţiei electrice auto.
2.	Regulator de tensiune	Dispozitiv de reglare automată, care, primind la intrare tensiunea de la bornele alternatorului, modifică curentul în înfăşurarea de excitaţie în scopul menţinerii constante a tensiunii la bornele alternatorului.
3.	Baterie de acumulatoare	Ansamblul de acumulatoare electrice legate în serie, montate în aceeaşi cuvă pentru a obţine la borne o tensiune mai înaltă decât aceea a unui singur acumulator.
4.	Turaţie de conectare	Turaţia cu care trebuie să fie antrenat alternatorul (sau generatorul) pentru ca, în condiţii date de temperatură, excitaţia fiind alimentată la tensiunea de încercare, să asigure la bornele sale chiar tensiunea de încercare.
5.	Caracteristică de sarcină	Reprezentarea grafică a dependenţei curentului debitat de alternator (sau generator) în funcţie de turaţie, pentru anumite condiţii de temperatură, excitaţia fiind alimentată la tensiunea de încercare; tensiunea la bornele alternatorului (sau generatorului) este constantă şi egală cu tensiunea de încercare.
6.	Caracteristică de scurtcircuit	Reprezentarea grafică a curentului debitat de alternator (sau generator) în funcţie de turaţia sa, în anumite condiţii de temperatură, atunci când excitaţia este alimentată la tensiunea de încercare; bornele alternatorului (sau generatorului) sunt scurtcircuitate.
7.	Caracteristică de reglaj a regulatorului de tensiune	Reprezentarea grafică a dependenţei tensiunii reglate la bornele alternatorului de către regulatorul de tensiune, funcţie de mărimea curentului debitat de alternator, în regim stabilizat şi la turaţie constantă a alternatorului.
8.	Treaptă de reglaj	Limitele tensiunilor reglate în cadrul cărora caracteristica de reglaj a regulatorului de tensiune are o variaţie continuă şi monotonă. OBSERVAŢIE — Termen specific regulatoarelor electromagnetice de tensiune.
9.	Treapta I de reglaj	Treaptă de reglaj corespunzătoare valorilor mari ale curentului debitat de alternator.
10.	Treapta a II-a de reglaj	Treaptă de reglaj corespunzătoare valorilor mici ale curentului debitat de alternator.
11.	Compensare termică	Modificarea caracteristicii de reglaj a regulatorului de tensiune în raport cu temperatura, în sensul scăderii tensiunii reglate cu temperatura.
12.	Coeficient de compensare termică	Deplasarea caracteristicii de reglaj a regulatorului de tensiune stabilizat termic la o anumită temperatură în raport cu caracteristica de reglaj a aceluiaşi regulator de tensiune stabilizat termic la o temperatură de referinţă (de obicei temperatura ambiantă) corespunzătoare unei variaţii de temperatură de 10° C.
13.	Întreruptor baterie-masă	Întreruptor de putere acţionat manual, care stabileşte sau întrerupe legătura bateriei de acumulatoare la masa autovehiculului.
14.	Releu baterie-masă	Releu electromagnetic de putere care, comandat de la distanţă, stabileşte sau întrerupe legătura bateriei de acumulatoare la masa autovehiculului.

2. SISTEMUL DE PORNIRE

Pct.	Termen	Definiţie
1.	Demaror Sinonim: motor electric de pornire	Motor electric de curent continuu, care serveşte pentru pornirea motoarelor cu ardere internă.
2.	Termostarter	Dispozitiv care asigură încălzirea aerului aspirat de motor prin combustia unui amestec de aer şi motorină vaporizată, pentru uşurarea pornirii la rece a motoarelor diesel.
3.	Bujie cu filament incandescent	Bujie cu fir rezistiv ce devine incandescent la trecerea unui curent electric de tensiune relativ joasă şi care se montează în cilindrii

Pct.	Termen	Definiție
		motoarelor cu autoaprindere pentru ușurarea pornirii lor.
4.	Releu demaror	Releu ale cărui contacte, când sunt excitate, închid circuitul principal de alimentare a demarorului, permițând pornirea motorului.
5.	Rezistență adițională	Rezistență conectată în serie cu înfășurarea primară a bobinei de aprindere, care, la pornirea motorului termic, este scurtcircuitată sau, fiind rece, are rezistență mică și servește pentru compensarea scăderii tensiunii la bornele bateriei pe durata pornirii.

2. SISTEMUL DE APRINDERE

Pct.	Termen	Definiție
1.	Bobină de aprindere	Autotransformator cu circuit magnetic deschis, a cărui înfășurare este parcursă de curent continuu întrerupt periodic, destinat producerii scânteilor electrice în bujiile de aprindere.
2.	Distribuitor de aprindere	Dispozitiv cu ajutorul căruia se face conectarea temporară și succesivă a bobinei de aprindere la bujii și care servește pentru a comanda reglajul și distribuirea scânteilor la bujii.
3.	Bujie de aprindere Sinonim: bujie	Dispozitiv montat în camera de ardere a unui motor cu aprindere prin scântei în vederea aprinderii amestecului carburant.
4.	Cablu de aprindere	Conductor electric de tensiune înaltă care servește la transmiterea, cu pierderi minime, a impulsului de înaltă tensiune către bujie.
5.	Cablu de aprindere reactiv	Cablu de aprindere cu inductivitate distribuită la care conductorul servește atât drept cablu de aprindere, cât și pentru înlăturarea perturbațiilor radioelectrice.
6.	Magnetou	Generator electric de curent pulsator, cu inductorul format din magneți permanenți și indusul din una sau mai multe bobine.
7.	Eclator standard	Dispozitiv destinat încercării sistemelor de aprindere, alcătuit din trei electrozi cu vîrf, doi principali și unul de amorsare de formă specială, dispuși astfel încât între electrozii principali să apară scânteie de îndată ce tensiunea dintre ei depășește o anumită valoare.
8.	Antiparazitare	Combaterea perturbațiilor recepției radioelectrice produse de instalații proprii autovehiculului, prin acționare directă asupra sursei acestor perturbații.
9.	Element de antiparazitare	Element constructiv atașat surselor de perturbații radioelectrice proprii ale autovehiculului în scopul antiparazitării.
10.	Rezistor de antiparazitare	Rezistor care se montează în circuitul de înaltă tensiune, de obicei între bobina de aprindere și fișa centrală a distribuitorului, în vederea reducerii nivelului de perturbații radioelectrice.
11.	Antiparazitare de apropiere	Antiparazitare destinată în primul rând instalațiilor de emisie-recepție de pe autovehicule sau din imediata apropiere a acestora, dar atașate lor.
12.	Antiparazitare de depărtare	Antiparazitare destinată în primul rând instalațiilor de emisie-recepție neatașate autovehiculului considerat.
13.	Dispozitiv de antiparazitare	Set de elemente de antiparazitare destinat limitării perturbațiilor radioelectrice proprii ale autovehiculelor.

(CONTINUARE ÎN NR. 6)

CARBURATORUL DAAZ 2108.
Particularități de exploatare

Dr. ing. MIHAI STRATULAT

În continuarea prezentării carburatorului care se află în echiparea motoarelor de pe autoturismele Lada 2108, se vor da câteva indicații privitoare la exploatare și reglare.

Camera de nivel constant

După cum s-a văzut în numărul precedent, la intrarea în carburator, fluxul combustibilului se divide; o parte intră în camera de nivel constant iar cealaltă se returnează la rezervor. Măsura a fost luată pentru a spori economicitatea și a ușura pornirea motorului cald. Cum se explică aceasta? După oprirea motorului, și mai ales pe timp canicular, temperatura sub capotă poate depăși 100—110°C. Din acest motiv presiunea în furtunul de aducțiune crește iar combustibilul este propulsat spre motor. Ca rezultat, după un interval de timp de 15—30 minute de la oprirea motorului, pornirea devine dificilă datorită amestecului excesiv de bogat. Tocmai astfel de situații este chemat să le prevină sistemul de retur, a cărui colmatare sau obturare intenționată poate duce la incidente de pornire.

Așadar, buna stare tehnică a acestui sistem și reglajul corect al nivelului combustibilului în camera de nivel constant constituie premisele funcționării normale a carburatorului.

Reglarea nivelului este relativ simplă. Se așază mașina cu motorul rece pe o suprafață plană orizontală, se scoate filtrul de aer, se slăbesc colierele conductelor de aducțiune și de retur ale benzinei și se desfac trei din cele cinci șuruburi care fixează capacul carburatorului. Porniți motorul, lăsați-l să funcționeze 2—3 minute și apoi opriți-l. După aceasta scoateți furtunurile de combustibil, desfaceți cablul de acționare a clapetei de aer (pornire) și, desfăcând și celelalte două șuruburi ale capacului, eliberați camera de nivel constant.

După scoaterea capacului, nivelul combustibilului rămas în cameră trebuie să se afle la 25—26 mm de suprafața de separare a corpului de capac. Măsurarea se poate face în oricare din cele două compartimente ale camerei, deoarece ele sunt, de fapt, două vase comunicante, unite între ele printr-un canal aflat la baza lor.

După reglarea corectă a nivelului, se reverifică nivelul de câteva ori pentru a ne convinge de stabilitatea reglajului; înainte de ultima verificare se poate mări durata de funcționare a motorului la 5—6 minute, pentru a controla astfel și etanșarea supapei de benzină (poantoul).

Acest detaliu este nedemontabil, așa încât dacă se constată că el și-a pierdut etanșeitatea, trebuie să fie înlocuit.

Sistemul semiautomat de pornire și încălzire.

Verificarea acestei părți a carburatorului se poate face prin două procedee.

În primul rând, trebuie să se știe că atunci când clapeta de aer este complet închisă, între marginea clapetei de accelerație și peretele camerei de carburație trebuie să rămână o fantă lată de 0,85 mm. Verificarea se face folosind două bare cilindrice: una cu diametrul de 0,8 mm iar cealaltă de 0,9 mm. Reglajul se face acționând asupra tijei cu cap sferic care se află pe pârghia clapetei de accelerație, folosind fie o șurubelniță, fie o cheie fixă cu deschidere de 7 mm. Operațiunea impune demontarea carburatorului de pe motor.

O a doua cale este de a aprecia jocul menționat după turația motorului, măsurată când clapeta de accelerație este complet închisă. Dacă aceasta se situează între 2500—2800 min^{-1} atunci totul este în regulă. Cu toate că necesită un turometru, această cale de verificare este mai comodă, deoarece primul procedeu impune demontarea carburatorului de pe motor.

Pentru reglajul deschiderii clapetei de aer după pornirea motorului, nu trebuie să se demonteze decât filtrul de aer. Ca scule sunt necesare o șurubelniță, o cheie fixă de 8 mm și o bară cilindrică de 3 mm. Se închide complet clapeta de aer și se apasă cu șurubelnița tija mecanismului de pornire până la refuz. În această situație clapeta de aer trebuie să ofere o deschidere între marginea ei și peretele capacului carburatorului cu lățimea de 3 mm. Corectarea se face cu ajutorul șurubului aflat pe capacul dispozitivului de pornire care se asigură apoi prin strângerea contrapiuliței.

Sistemul de mers în gol

Trebuie să se rețină că uzina producătoare alege, prin încercări, jiclorul de benzină al acestui circuit, dintr-o gamă largă, cuprinzând jicloare cu diametrul de la 0,39 la 0,45 mm. De aceea, în principiu, acest jiclor nu poate fi înlocuit decât cu unul absolut de același diametru. Fiind încorporat în structura supapei electromagnetice, când aceasta se defectează și trebuie schimbată, jiclorul din supapa veche trebuie scos și montat în cea nouă (dacă nu cumva, cu totul întâmplător, cele două jicloare sunt identice).

Circuitul de accelerare

Funcționarea corectă a acestei părți a carburatorului se poate aprecia calitativ acționând brusc clapeta de accelerare și observând dacă benzina este pulverizată simultan, fin și uniform prin cele două pulverizatoare ale camerelor de carburație. În caz contrar este necesară curățirea pulverizatoarelor prin spălare și suflare cu aer. Se pot folosi în acest scop și sârmulițe de cupru, dar trebuie să prevenim ruperea lor în orificiile pieselor supuse curățirii. Grupul de pulverizatoare impune o oarecare dificultate de demontare, care implică riscul ruperii tubului lor; de aceea, operația trebuie să se facă cu maximă precauție.

În final

O particularitate a acestei serii de carburatoare o prezintă modul de strângere a capacului, la șuruburile căruia se folosesc două șaibe: una plată și alta elastică. Procedeul urmărește să evite așchierea bazei de sprijin a șaibelor elastice și căderea piliturii metalice în carburator. Numai că o astfel de strângere cedează în timp, și slăbește fixarea capacului, facilitează pătrunderea de aer fals în carburator precum și a impurităților. Din acest motiv funcționarea circuitului de mers în gol se deteriorează iar canalizațiile și mai ales jicloarele se colmatează, la aceasta contribuind și gumele actuale pe care în mod inerent le formează benzinele.

Și încă o observație: prezența apei în camera de nivel constant poate avea urmări extrem de neplăcute. În locul în care ea se adună, se formează o crustă dură de culoare albă care provoacă coroziunea intensă a metalului și blochează unele canalizații, scoțând carburatorul din funcție.

Cel mai adesea se obturează jicloarele cu diametre mai mici de 0,5 mm printre care intră jiclorul de benzină al circuitului de mers în gol, orificiile pulverizatoarelor pompei de accelerație și jicloarele circuitului de îmbogățire. Destul de frecvent se produce și defectarea supapei electromagnetice de blocare a jiclorului de mers în gol, defecțiune ce se evidențiază fie prin nefuncționare, fie prin funcționare instabilă, aleatorie a acestui organ. Constructorul carburatorului recomandă ca în aceste cazuri posesorul să repare singur supapa. Pentru aceasta ea se demontează și se prinde cu partea hexagonală a corpului într-o menghină, cu jiclorul în jos. Apoi cu ajutorul unui ciocan se bate ușor în zonele de strângere a fundului supapei. Pentru ca contactul să fie stabilit, strângerea nu trebuie să se facă cu mai mult de 0,2—0,3 mm.

Jicloarele obturate se curăță numai cu alezoare de același diametru, sau cu un diametru mai mic cu 0,01—0,02 mm.

Temporizator-prelungitor

DEMIAN PETRU, Timișoara

Circuitul din figura 1 permite întreruperea funcționării oricărui consumator conectat la rețea, după un interval de timp reglabil în trepte (din 10 în 10 minute), valoarea maximă putând ajunge până la 90 de minute.

La conectarea tensiunii de alimentare, datorită rezistențelor R4, R5 și condensatorului C3, are loc activarea liniei RESET și deci inițializarea circuitelor MMC4516 și MMC4017.

Circuitul βE555 împreună cu piesele aferente realizează un astabil cu perioada de oscilație corespunzătoare relației:

$$T1 = (2R1 + R2) \cdot C1 \cdot \ln 2 \quad (1.1)$$

Ieșirea acestui astabil este conectată la intrarea de tact a circuitului MMC4516 (numărător Johnson decadic cu zece ieșiri decodificate), care va avea rol de divizor cu 16. Astfel, pe ieșirea CARRY—OUT a circuitului MMC4516 se obțin impulsuri cu perioada de oscilație corespunzătoare relației:

$$T2 = 16\,T1 = 16\,(2R1 + R2)\,C1 \ln 2 \quad (1.2)$$

Numărătorul decadic cu ieșiri decodificate (MMC4017) va număra impulsurile de tact aplicate pe intrarea CLK2 a acestuia și va activa una din ieșirile decodificate 10... 19. Astfel, după primul front crescător al semnalului CARRY-OUT al circuitului MMC4516, are loc activarea ieșirii I1, după al doilea se activează I2...

Comutatorul K3 va realiza selecția temporizării. Astfel, dacă comutatorul se găsește în poziția indicată, atunci după aproximativ 20 de minute se activează linia I2 (nivel activ pe 1), ceea ce duce la saturarea tranzistoarelor T1 și T2. Saturarea tranzistorului T2 va determina blocarea triacului și deci întreruperea alimentării consumatorului, iar saturarea tranzistorului T1 va determina aducerea unui nivel 0 logic pe intrarea ALO a circuitului βE555 realizându-se blocarea astabilului, în continuare circuitul rămânând într-o stare staționară.

Valoarea rezistorului R9 se alege astfel încât să se poată asigura o amorsare sigură și completă (pe ambele semialternanțe) a triacului. Dacă se utilizează un triac de tipul TB6N5, atunci curentul de amorsare pe grilă va fi ceva mai mic de 100 mA, deci putem alege R9 = 100Ω pentru tensiunea din secundarul transformatorului de 9 V.

Întrucât amorsarea triacului se realizează aproape de momentul trecerii prin zero a tensiunii rețelei (unghiul de comandă aproape 0), rezultă că și radiația parazită introdusă ca urmare a amorsării triacului este foarte redusă.

Este indicat ca cele două contacte, K1 și K2, să corespundă unui singur comutator, astfel încât atunci când K1 este închis, K2 să fie deschis și invers. Acest montaj, atunci când nu este activ, joacă rol de prelungitor.

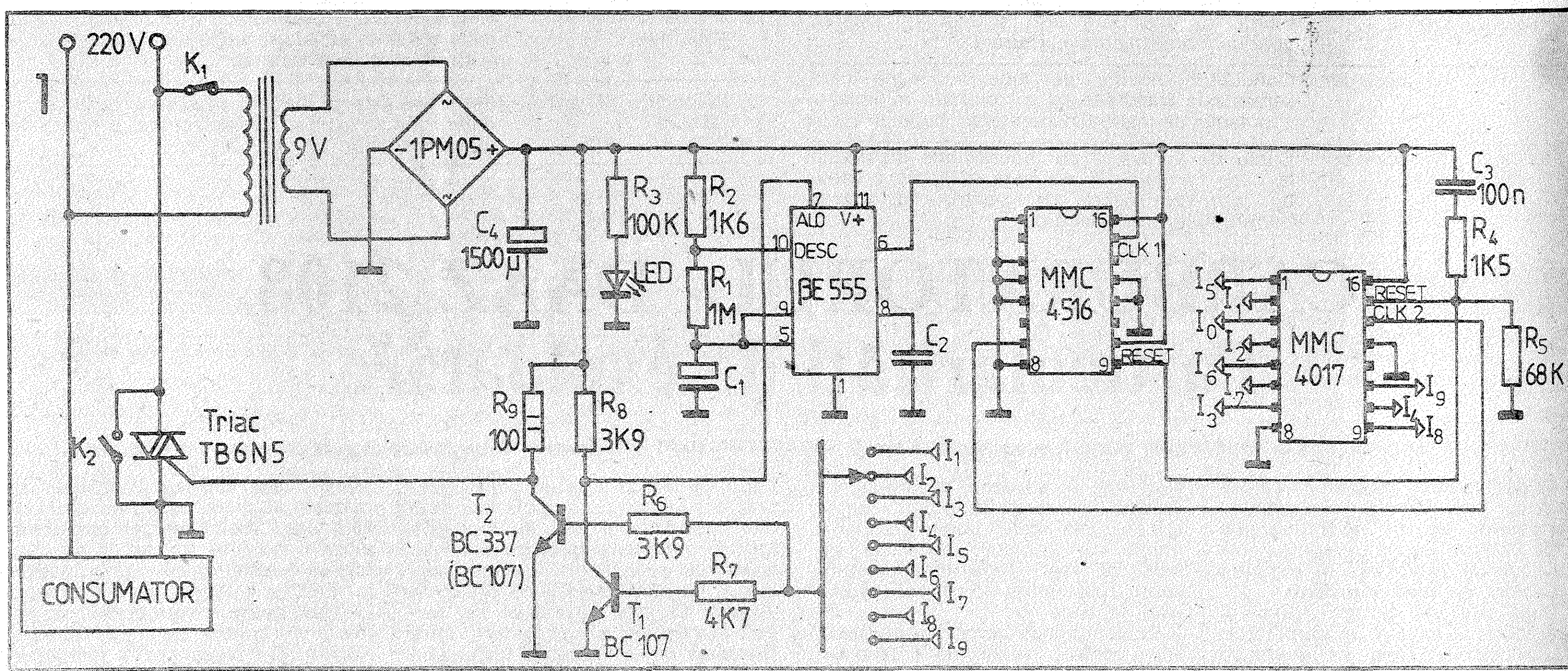
Domeniul de aplicativitate a circuitului prezentat poate fi extins în cadrul laboratoarelor foto prin montarea încă a unui comutator care să introducă în circuit diverse valori pentru condensatorul C1.

Circuitul prezentat în figura 2 poate realiza oprirea funcționării oricărui consumator cuplat la rețea după un timp, care poate ajunge la o valoare maximă de ordinul orelor.

Montajul conține ca element esențial circuitul integrat MMC4060, care cuprinde în aceeași capsulă un oscilator și un numărător binar asincron de 14 biți.

Oscilatorul conține ca elemente exterioare circuitului integrat rezistoarele R4, R5, R10 și condensatoarele C1, C2, fiind de tipul RC. Prin intermediul comutatorului K se pot asigura două valori distincte ale timpului de temporizare.

Semnalul dreptunghiular de la ieșirea acestui oscilator (se poate pune în evidență funcționarea oscilatorului măsurând tensiunea pe pinul 9) este divizat cu 2^{13} de către numărător, întrucât am preluat bitul cel mai semnificativ al rezultatului numărării. Astfel, după înscrierea în numărător a 2^{13} impulsuri, are loc trecerea în stare activă a bitului celui mai semnificativ, ceea ce determină saturarea tranzistorului, deci blocarea triacului totodată având loc și blocarea oscilatorului datorită deschiderii diodei D.



Rezistoarele R6, R7 și condensatorul C3 realizează inițializarea circuitului MMC4060 la conectarea sub tensiune a circuitului (setează numărătorul pe 0).

Este de preferat ca atunci când K1 este închis, K2 să fie deschis și invers, deci aceste contacte să aparțină aceluiași comutator, cu secțiuni diferite. Prin acest mod se asigură o poziție de funcționare în regim de temporizare, iar în cealaltă poziție montajul funcționează ca prelungitor.

Perioada temporizării poate fi aproximată cu relația:

$$T = 2^{13} \cdot 2{,}70\, R_t \cdot C_t \ (s) \quad (2.1)$$

unde: R_t este rezistența R4||R5;

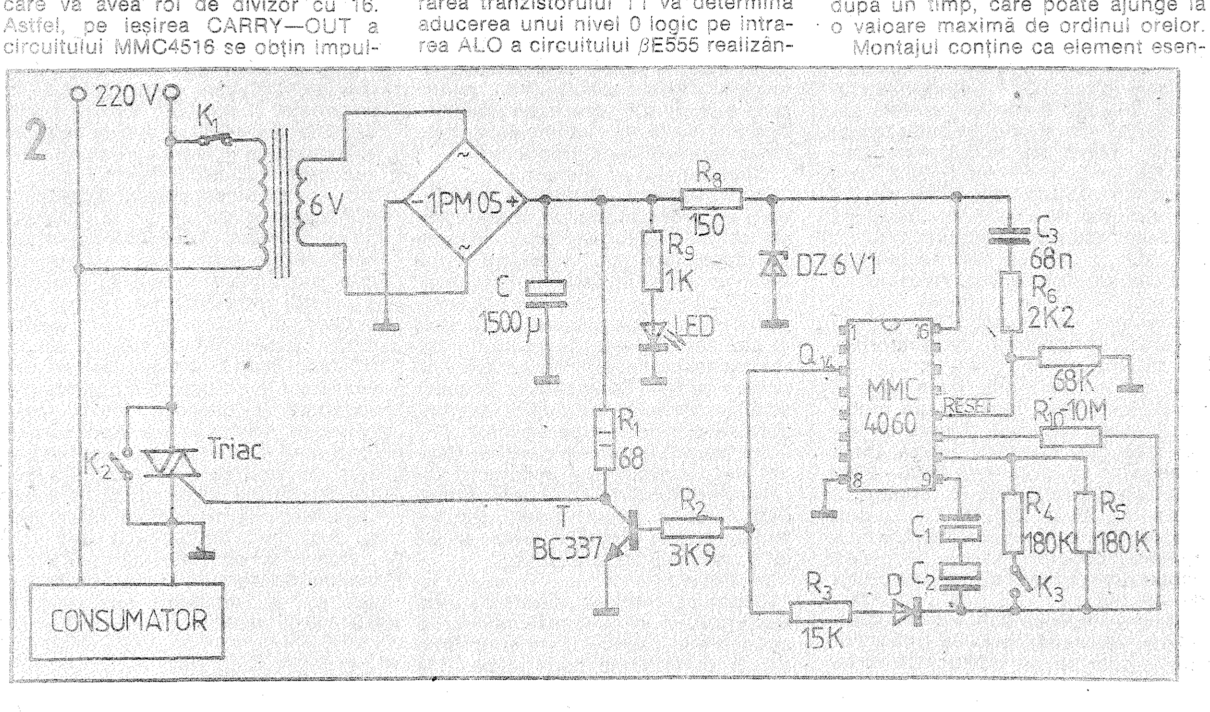
C_t este capacitatea echivalentă a condensatorilor C1, C2.

Pentru valorile din figura 2, am obținut pentru o poziție a comutatorului o durată T = o oră și 20 de minute, iar pentru K3 deschis T = 2 ore și 22 de minute.

Din cele prezentate, rezultă și posibilitățile largi de alegere a valorilor din oscilatorul RC, deci a valorilor rezistențelor R4, R5 și a condensatoarelor C1, C2.

Pentru obținerea unei temporizări de 1—2 ore, condensatoarele C1, C2 pot fi înlocuite cu un singur condensator nepolarizat, iar rezistoarele R4, R5 pot fi mărite putând chiar ajunge la 1 MΩ.

Este indicat să se utilizeze un tranzistor de tipul BC337, întrucât tranzistoarele de tipul BC171 suportă un curent maxim admisibil de colector Ic_{max} = 0,1 A (chiar la limita garantată de aprindere a triacului).



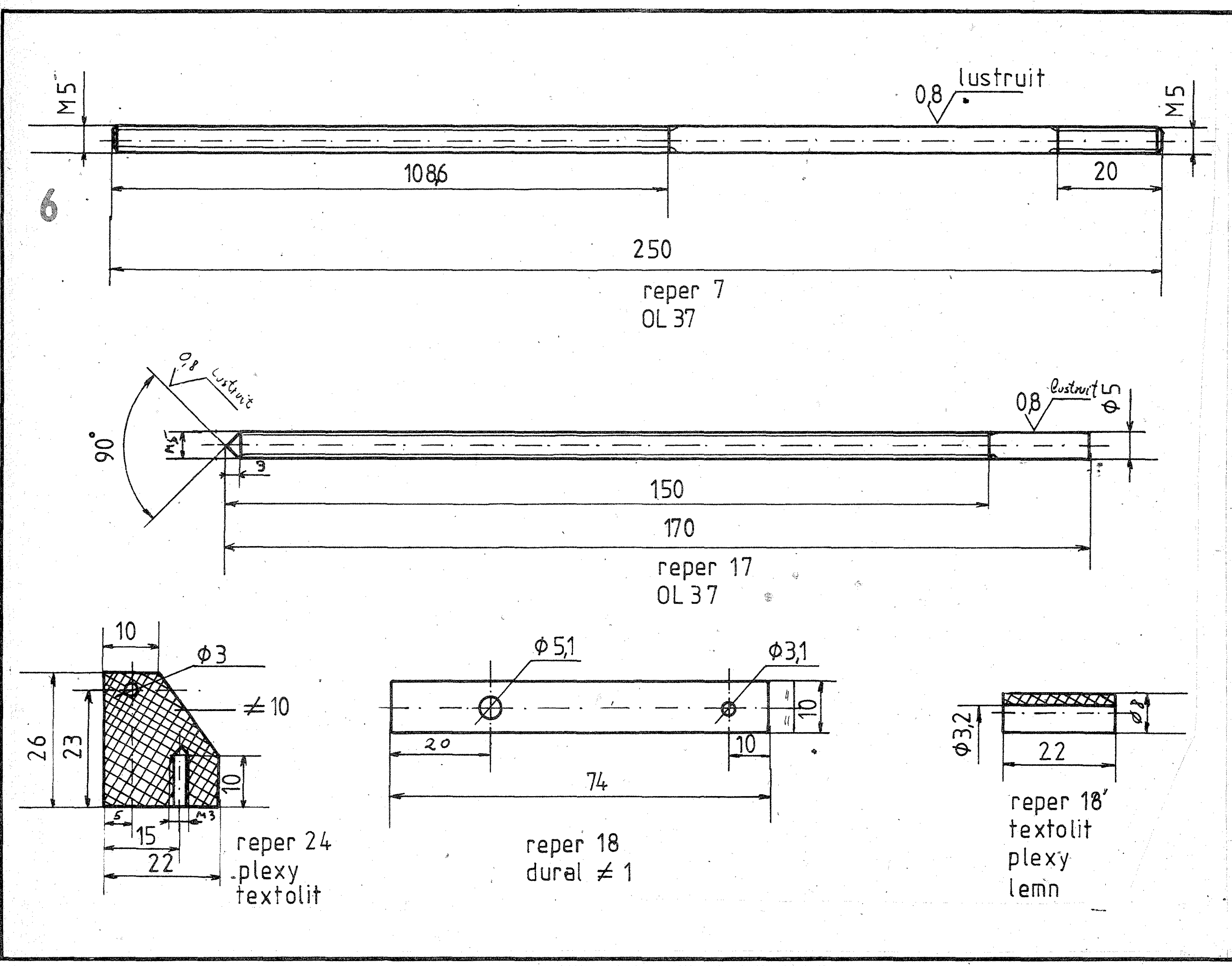
MAȘINA DE BOBINAT

ALEXANDRU ZANCA

(URMARE DIN NR. 2)

În figurile 4, 5, 6 sînt date dimensiunile principalelor repere necesare realizării mașinii de bobinat, precum și materialele din care acestea se execută. Celelalte componente, ca șuruburi de fixare, piulițe, nu au mai fost figurate expres. Pentru axele 7 și 17 s-au folosit lagăre provenite de la magnetofoanele MAIAK sau KASTAN. Acestea se pot achiziționa (ca și motorul de altfel) de la magazinele specializate pentru piese de schimb. Aceste lagăre sînt de preferat, deoarece sînt autocentrante. De notat, pentru reperul 19, că îndoirea după linia punctată se va realiza în direcții opuse: pentru un suport spre stînga, pentru celălalt spre dreapta; gaura de 3.1 mm se va realiza în suportul ce urmează să fie montat în partea stîngă, iar în suportul din dreapta gaura va fi de 5 mm. De asemenea, pe extremitatea reperului 16 ce vine în contact cu reperul 15, se va lipi cu prenandez sau alt adeziv, o bucată de pîslă de 2 mm grosime. prin strîngerea șurubului „c" mai mult sau mai puțin față de suportul 5 se va realiza o frînare mai puternică sau mai slabă a discului 15, deci un control al întinderii sîrmei de bobinaj (vezi detaliul A).

La montarea reperului 24 se va urmări ca axul 23 — ce trebuie să aibă diametrul de 3 mm și lungimea de 260 mm — să se deplaseze ușor fără blocări, în sensul arătat de săgeți. De asemenea, axul 7, după montare, trebuie să se rotească ușor, dar fără joc lateral; la nevoie se modifică puțin poziția unuia din suporturi.



Diametrul rolei 20, va fi ales funcție de turația motorului 13 cu ajutorul relației:

$$D = \frac{D_m \cdot N_m}{N},$$

în care:

D = diametrul rolei 20
D_m = diametrul axului motorului
N_m = turația axului motorului
N = turația axului 7

Mașina se va monta pe o placă de PAL cu grosimea de 18 mm și dimensiunile 320 × 220, iar șuruburile ce se montează pe dedesubt se vor îngropa în placă.

Ca motor se poate folosi un motor de magnetofon (MAIAK, KASTAN, UNITRA ZK) sau alt tip de motor, suficient de puternic pentru scopul propus și de preferat, alimentat direct de la rețeaua de 220 volți c.a.

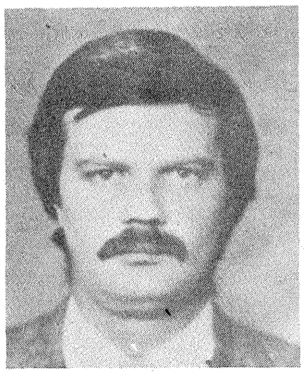
Pentru montarea mosorului cu sîrmă de bobinat se procedează astfel: se desface piulița „a" se scoate axul 17 din lagărul 6, se desface piulița „b" se îndepărtează discul 15 după care se introduce mosorul; se introduce pe ax discul 15 și se fixează cu piulița „b". Fixarea mosorului pe ax se face cu ajutorul dispozitivului tronconic de strîngere 8. Axul 17 se introduce în lagărele 6 și 14, urmărind ca reperul 16 să vină în contact cu discul 15 ca în detaliul A, după care se strînge șurubul „a".

Se strînge sau se eliberează șurubul „c" (vezi detaliul A) pentru a realiza o întindere convenabilă a sîrmei de bobinaj.

Pentru fixarea carcasei bobinei pe axul 7, se procedează după cum urmează: Se desprinde manșonul 22 (din tub de cauciuc sau mipolan) de pe axul 7 și se îndepărtează numărătorul cu suportul lui. Se deșurubează reperul 8 de pe ax, se introduce carcasa bobinei pe axul 7. Dispozitivele de fixare 8, se înșurubează în așa fel încît bobina să ocupe un loc convenabil pe axul 7. Se plasează numărătorul la locul lui și se reface legătura axelor cu manșonul 22.

A fost prevăzută și o manivelă 18, pentru a ușura bobinarea celor cîteva spire de la începutul/sfîrșitul operației de bobinare.

Lagărele se vor unge înaintea fiecărei operații de bobinare cu puțin ulei de mecanisme fine.



● *S-a născut la 24.03.1957, în București;*
● *În 1983 a absolvit Facultatea de Electronică și Telecomunicații, din cadrul I.P. București;*
● *A debutat în TEHNIUM în 1984;*
● *În prezent lucrează ca cercetător științific la Institutul de Proiectări pentru Automatizări (I.P.A.), la Divizia de Transmisiuni de date și Telemecanică;*
● *Preocupări actuale legate de achiziții și transmisiuni de date și jucării electronice pentru copii.*

Ing. DRAGOȘ MARINESCU

OSCILATOARE CMOS

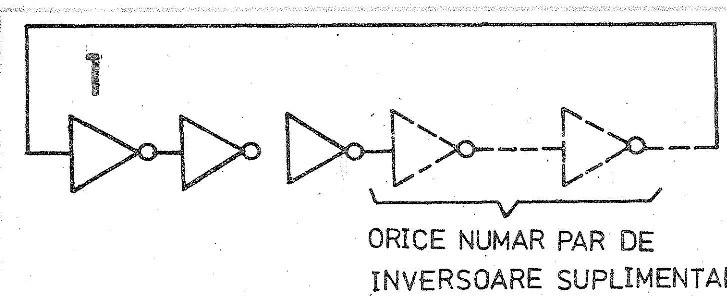
Ing. DRAGOȘ MARINESCU

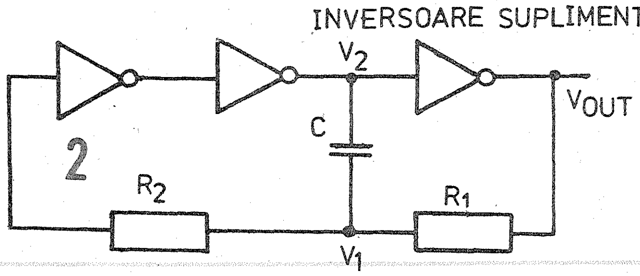
Acest articol prezintă câteva oscilatoare în formă de undă dreptunghiulară, ce pot fi construite cu elemente logice CMOS. Aceste circuite CMOS oferă următoarele avantaje:
— pornire garantată;
— relativ bună stabilitate în raport cu variațiile sursei de alimentare;
— funcționare pe o plajă largă de tensiuni de alimentare (3÷15 V);
— funcționare pe o plajă largă de frecvențe, de la mai puțin de 1 Hz la aproape 15 MHz;
— consum mic de putere;
— interfațare simplă cu alte familii logice, inclusiv TTL.

Se vor prezenta câteva oscilatoare RC și două oscilatoare cu cristal de cuarț. Stabilitatea oscilatoarelor RC este suficientă pentru majoritatea aplicațiilor; totuși unele aplicații vor avea nevoie de stabilitatea unui cuarț. Câteva dintre aceste aplicații sunt:
— Păstrarea stbilității timp îndelungat. De exemplu stabilitatea necesară unui ceas de mână obișnuit este de 12 ppm.
— Când elementele logice lucrează la limita parametrilor. Poate fi necesară păstrarea frecvenței de tact în limite foarte strânse pentru a nu se depăși limitele familiei logice folosite sau când relațiile semnalelor de tact se aplică memoriilor RAM dinamice sau sistemelor cu registre de deplasare.
— Generatoarele ratelor de band pentru echipamentele de comunicație.
— Orice sistem ce trebuie să fie interfațat cu alt sistem ce necesită condiții stricte de lucru.

OSCILATOARE LOGICE

Înainte de a descrie vreun circuit particular, câteva cuvinte despre oscilatoarele logice pot clarifica eventualele confuzii.





Porțile inversoare în număr impar vor oscila dacă sunt legate în inel (fig. 1). De multe ori se confundă acest circuit, deoarece majoritatea proiectanților sunt obișnuiți cu oscilatoarele sinusoidale implementate cu reacție pozitivă sau cu amplificatoare neinversoare.

Conceptul de decalaj de fază este depășit, atunci când inversoarele rămân în regiunea liniară pe o perioadă atât de scurtă, încât este mult mai bine să analizăm circuitul ca fiind format din comutatoare ideale în timp de propagare finit, decât ca amplificatoare cu decalaj de fază de 180°.

Se vede că un „1" logic se rotește în inelul inversoarelor și rețeaua oscilează.

Frecvența de oscilație este determinată de întârzierea totală de propagare prin inel și este dată de următoarea relație:

$$f = \frac{1}{2n\,Tp} \quad (1)$$

unde:
— f — frecvența de oscilație;
— Tp — întârzierea de propagare printr-o poartă;
— n — numărul de porți.

Desigur, aceasta nu este o schemă de oscilator practică, dar ea ilustrează frecvența maximă la care lucrează un astfel de oscilator. Această frecvență, în cazul schemei din figura 1, este puternic dependentă de întîrzierile datorate timpilor de propagare, temperaturii tensiunii de alimentare și sarcinii externe.

Pentru a se construi un oscilator stabil, este necesar să se adauge elemente pasive care să determine frecvența de oscilație și să minimalizeze efectele factorilor enumerați mai sus.

OSCILATOARE RC STABILE

În figura 2, este prezentat un oscilator făcut cu trei inversoare. Gradul de umplere al acestui tip de oscilator este de aproximativ 50% iar frecvența sa de oscilație este dată de formula:

$$f \cong \frac{1}{2R1C\left(\frac{0{,}405R2}{R1+R2} + 0{,}693\right)} \quad (2)$$

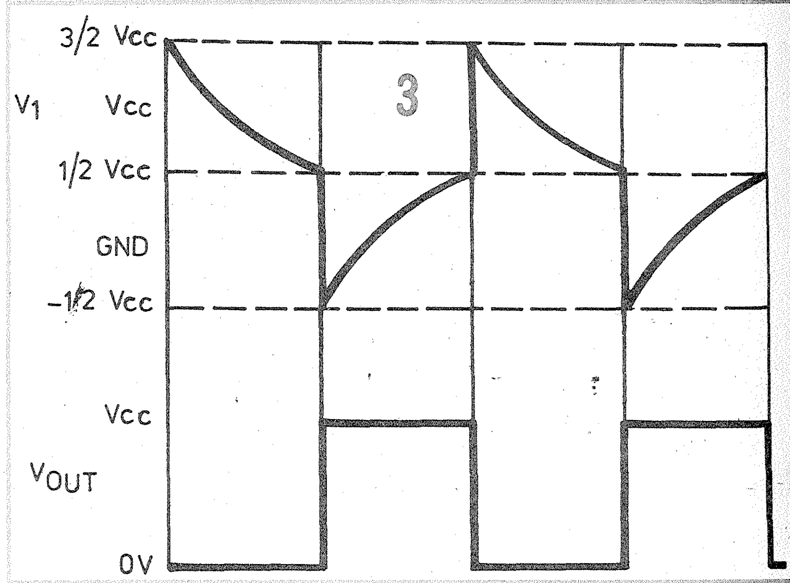
O altă formă a acestei expresii este:

$$f \cong \frac{1}{2C(0{,}405Re + 0{,}693R1)} \quad (2)$$

unde:

$$Re = \frac{R1R2}{R1 + R2} \quad (3)$$

Pot fi utile pentru proiectant următoarele trei cazuri speciale:



— Dacă R1+R2=2 atunci $f \cong \frac{0{,}599}{RC}$; (4)

— Dacă R2 ≫ R1 atunci $f \cong \frac{0{,}455}{RC}$, (5) R1=2R, R2>100R

— Dacă R2 ≪ R1 atunci $f \cong \frac{0{,}722}{RC}$, (6) R1=R, R2<0,01R

În figura 3 sunt ilustrate formele de undă în punctele V_{OUT} și V1 din figura 2.

De notat că tensiunea V2 va fi „agățată" de diodele de intrare când V1 este mai mare decât Vcc sau mai negativ decât masa. În timpul acestei porțiuni a ciclului, curentul va trece prin R2. În toate celelalte momente ale ciclului, curentul ce trece prin R2 este minim. Este de asemenea de notat că, imediat ce V1 trece peste prag (aproximativ 50% din tensiunea de alimentare) și intrarea către ultimul inversor începe să se schimbe, V1 se schimbă și el în direcția de întârire a acțiunii comutării, deci se dovedește o reacție pozitivă. Acest fapt sporește stabilitatea și predictibilitatea rețelei.

Acest tip de oscilator este destul de puțin sensibil la variațiile tensiunii de alimentare, datorită pragului situat la aproximativ 50% din valoarea tensiunii de alimentare. Cât de stabil va fi acest tip de oscilator, este determinat de frecvența de oscilație; cu cât frecvența va fi mai coborâtă, cu atât va fi mai bună stabilitatea și invers, cu cât va fi mai ridicată frecvența, cu atât se va înrăutăți stabilitatea. Aceasta se datorează faptului că întârzierea propagării și efectul de prag sunt cuprinse pe o porțiune mai mică din întreaga perioadă. Stabilitatea va fi de asemenea sporită dacă R1 este făcută suficient de mare ca să niveleze variațiile rezistenței de ieșire a inversorului CMOS.

OSCILATORUL CU DOUĂ PORȚI

O altă schemă de oscilator des folosit este cea din figura 4. Singura problemă ce apare la acest tip de oscilator este aceea că este posibil ca el să nu oscileze. Modificând valoarea condensatorului C1, la limită se ajunge la schema din figura 5 care în mod sigur nu va oscila. Aceasta ilustrează faptul că există unele valori ale lui C1 care nu vor forța rețeaua să oscileze. Diferența între oscilatorul cu două porți și oscilatorul cu trei porți este aceea că primul tip va trebui să fie forțat să oscileze de către condensator, pe când al doilea va oscila întotdeauna, condensatorul micșorându-i doar frecvența.

Deci rețeaua cu trei porți va oscila întotdeauna, indiferent de valoarea lui C1, dar rețeaua cu două porți nu va oscila când C1 este mic. Singurul avantaj al oscilatorului cu două porți față de cel cu trei porți este faptul că folosește un inversor mai puțin.

OSCILATORUL CU UN SINGUR TRIGGER SCHMITT

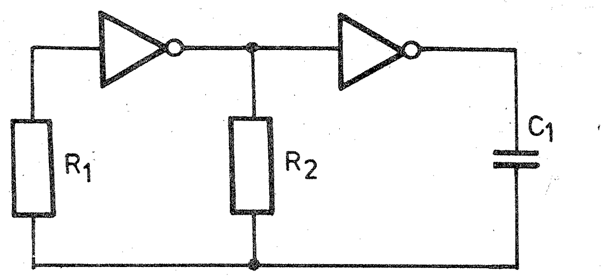
În figura 6, este prezentat un oscilator făcut în jurul unui singur trigger Schmitt.

Tensiunea V1 este prezentată în figura 7 și ea se schimbă între cele două praguri ale triggerului Schmitt. Aceste praguri variază destul în raport cu tensiunea de alimentare, ceea ce face ca și oscilatorul să fie sensibil la variațiile tensiunii de alimentare. Aplicațiile care nu cer stabilitate nu vor fi deranjate de această sensibilitate față de tensiunea de alimentare. Ne putem aștepta ca variația pragurilor să fie între 4—5% când tensiunea de alimentare variază între 5V și 15V.

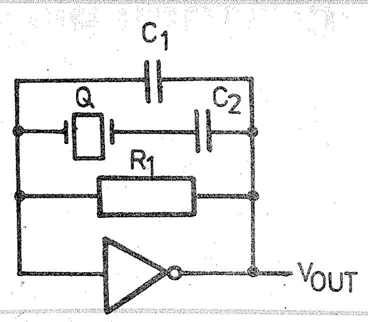
OSCILATOR CMOS CU CUARȚ

În figura 8 este prezentat un oscilator cu cuarț, care folosește ca element activ un singur inversor CMOS. Se poate folosi orice număr impar de inversoare, dar întârzierea

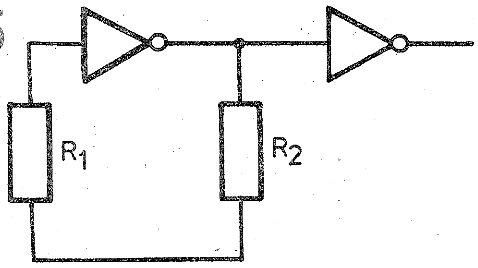
4



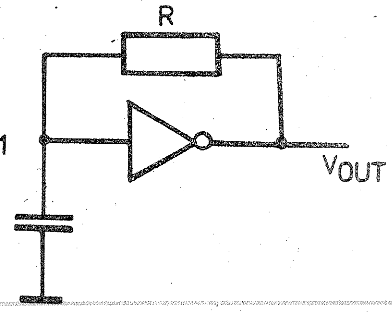
8



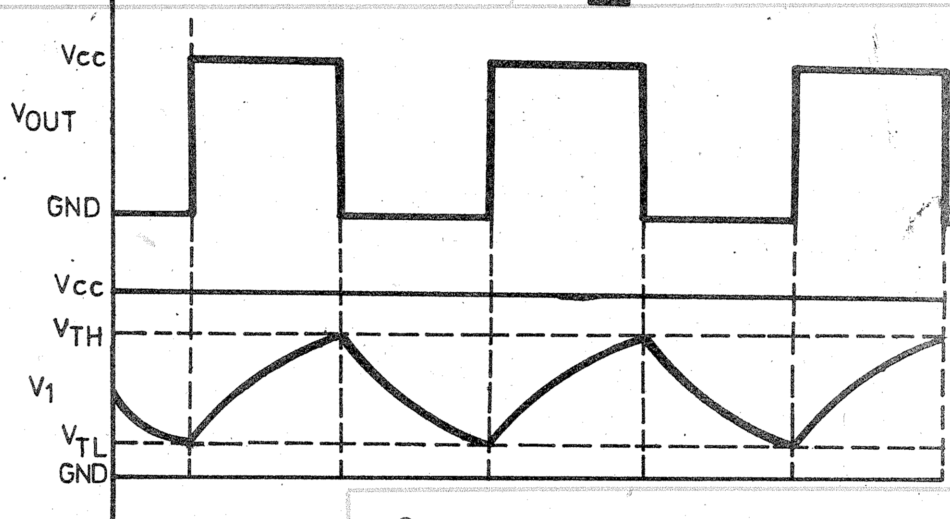
5



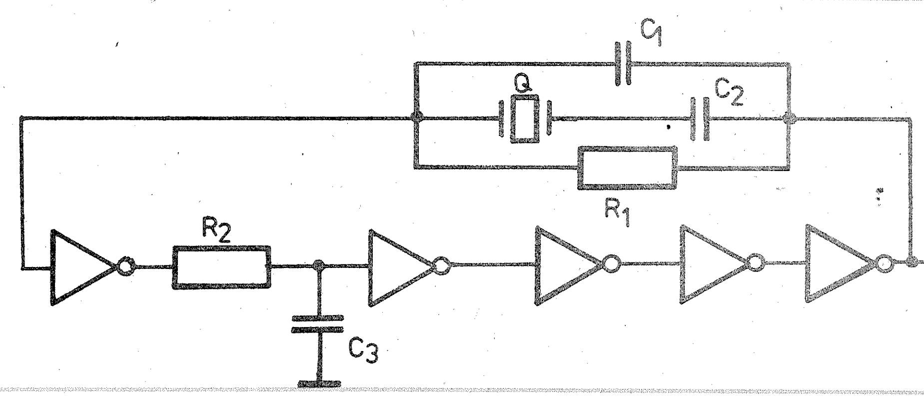
6



7



9



totală a propagării prin inel limitează frecvența cea mai înaltă ce se poate obține.

Condensatorul C1 va „trage" cristalul în jos, iar condensatorul C2 îl va „trage" în sus. Rezistorul R1 asigură calea de curent continuu în jurul inversorului. R1 va fi de ordinul 1 ÷ 5MΩ.

Cu cât R1 este mai mic, cu atât mai mult se va reduce factorul de calitate al cuarțului.

Acest oscilator este prefect stabil în raport cu variațiile sursei de alimentare, atât timp cât întârzierea propagării nu este atât de mare încât oscilatorul să nu mai poate urmări cuarțul. Un singur inversor va oscila la aproximativ 9 MHz chiar când tensiunea de alimentare este de 3 V.

O problemă care trebuie rezolvată la frecvențe mai joase (sub circa 4 MHz) este oscilația pe armonici superioare (overtone). Trebuie luate măsuri pentru a preîntâmpina oscilația cuarțului pe armonica a treia. Aceasta este o problemă în aproape orice proiect, indiferent dacă elementul activ este sau nu este de tip CMOS.

Problema se rezolvă ușor, prin simpla creștere a întârzierii de propagare prin inelul de inversoare, până la punctul la care nivelul nu va oscila pe frecvențe armonice, dar va continua să oscileze pe frecvența fundamentală. În figura 9 este prezentată o metodă acceptabilă de rezolvare.

Această rețea este la fel ca rețeaua din figura 8, cu excepția faptului că au fost folosite mai multe inversoare și au fost adăugate rezistorul R2 și condensatorul C3 pentru a deteriora întârzierea de propagare atît cât se dorește. Cele cinci inversoare nu numai că măresc întârzierea, dar măresc și câștigul în buclă.

CONCLUZII

Un mare număr de aplicații cu oscilatoare pot fi implementate cu oscilatoarele CMOS simple, ieftine și versatile, descrise în acest articol. Aceste oscilatoare consumă mult mai puțin în raport cu alte soluții. Stabilitatea este superioară celei ce se obține cu oscilatorul TTL uzual, mai ales la frecvențe mai joase. Aceste oscilatoare CMOS sunt atât de versatile, atât de ușor de construit și atât de ieftine încât își vor găsi întrebuințare în multe proiecte.

BIBLIOGRAFIE: — Mike Watts — National Semiconductor

TRANZISTORUL ÎN COMUTAȚIE

(URMARE DIN PAG. 5)

α_N = coeficientul de amplificare în curent normal (emitor-colector), curentul de colector fiind comandat de cel de emitor;

α_I = coeficientul de amplificare invers (colector-emitor), curentul de emitor fiind comandat de cel de colector.

Valorile parametrilor I_{CBO}, I_{EBO}, α_N și α_I sunt date în cataloagele de tranzistoare.

Factorii de amplificare satisfac relațiile α_N, $\alpha_I > 0$, $\alpha_N > \alpha_I$, iar termenii care înmulțesc pe I_{EBO} și I_{CBO} sunt mai mari ca unitatea. Deci în regim de tăiere curenții de emitor și colector sunt multipli ai curenților reziduali și satisfac relația $I_{CN} > I_{EI}$. Rezultă că tranzistorul în conexiune inversă (I) are proprietăți de blocare mai bune decât în conexiune normală (N). Acest lucru este foarte important mai ales la tranzistoarele cu germaniu, deoarece la cele cu siliciu α_N și α_I scad foarte mult la valori mici ale curenților prin tranzistorul blocat (de ordinul nanoamperilor).

Componentele curentului prin tranzistorul saturat în conexiune normală se prezintă în figura 6a, cazul când $U_{EB} > 0$, $U_{CB} = 0$ și figura 6b, când $U_{EB} = 0$ și $U_{CB} > 0$ (conexiune inversă).

Cazul limită, corespunzător frontierei dintre regimul activ normal și regimul de saturație ($U_{EB} > 0$ și $U_{CB} = 0$), este prezentat în figura 7.

Astfel, regimul de saturație nu este condiționat de aplicarea unor tensiuni directe pe joncțiuni. El poate apărea la un tranzistor căruia i se aplică sursele de polarizare pentru funcționare în regimul activ normal.

Datorită polarizării directe a joncțiunii emitorului ($U_{EB} > 0$), apare curentul I_E care determină valoarea curentului de colector, după relația:

$$I_C = \alpha_N I_E + I_{CBO} \simeq \alpha_N I_E.$$

În prezența rezistorului R_C, curentul de colector va avea valoarea:

$I_C \simeq \frac{E_C}{R_C}$, ceea ce corespunde unui curent de emitor $I_E \simeq \frac{E_C}{\alpha_N R_C}$.

Prin creșterea tensiunii de polarizare directă a joncțiunii emitorului (U_{EB}), curentul de emitor crește peste această valoare.

În conexiune normală, aceasta înseamnă că valoarea lui I_C depinde slab de I_E. Apare un efect de „saturare" a curentului de colector, datorită faptului că tensiunea pe joncțiunea colectorului variază în limite foarte mici („limitarea" tensiunii pe joncțiunea colectorului) Se poate considera că această tensiune rămâne la o valoare constantă iar valoarea curentului de colector este determinată numai de elementele din circuitul exterior (E_C, R_C).

Rezultă că regimul de saturație se poate considera o consecință a condițiilor în care funcționează tranzistorul (și nu presupune utilizarea unor surse de o anumită polaritate).

VIDEOCASETOFOANELE HQ ȘI HI-FI

Ing. ȘERBAN NAICU

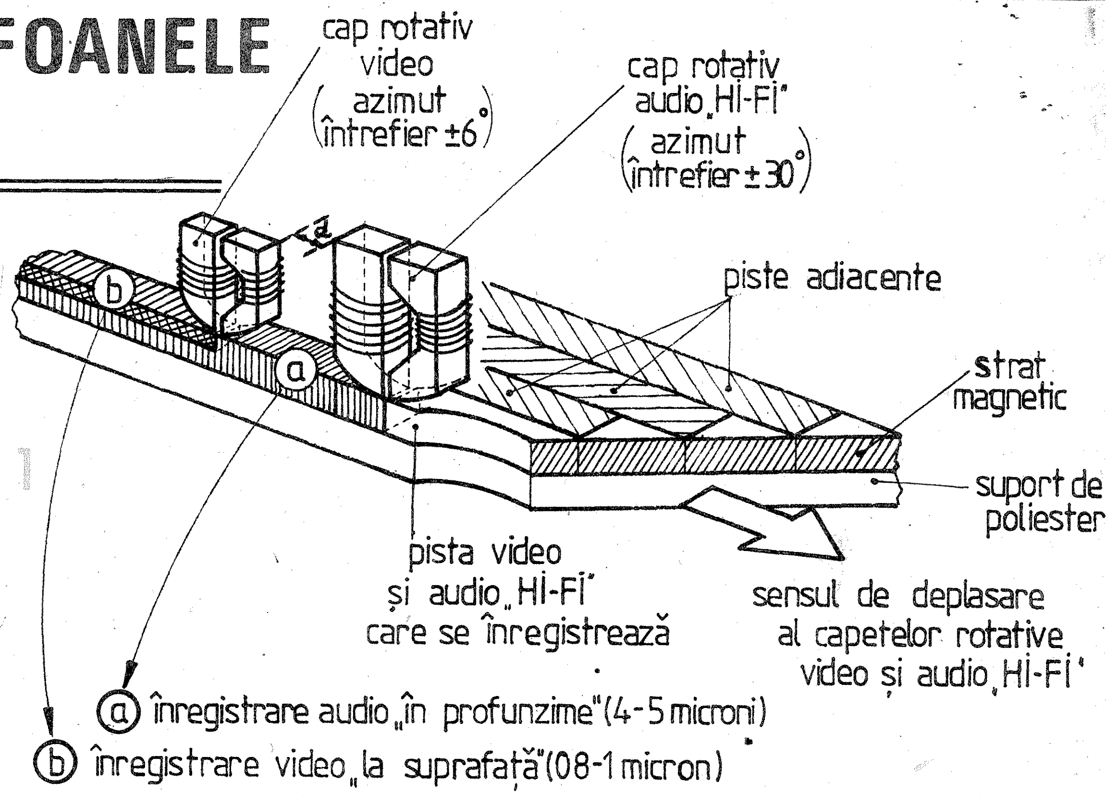
Apărute prima dată în 1985, VHS-HQ (High Quality) prezintă o creștere a calității imaginii redate. Această creștere se obține pe baza a doi parametri: ridicarea nivelului limită al albului și regenerarea celor mai fine detalii ale imaginii.

Astăzi, toate videocasetofoanele VHS beneficiază de această tehnologie, care determină redarea unor imagini mai contrastate.

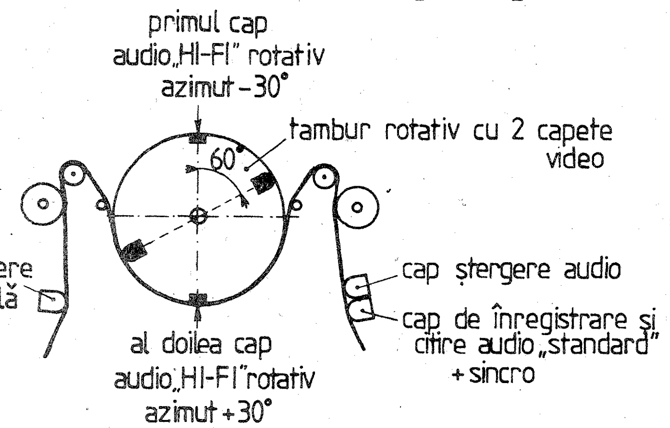
De menționat că înregistrările realizate cu aparatele HQ se pot folosi fără nici o problemă pe videocasetofoanele din generațiile mai vechi și invers, se pot citi cu aparatele HQ înregistrările făcute cu modele VHS mai vechi, dar fără a beneficia de îmbunătățirile introduse de sistemul HQ (în ceea ce privește faza înregistrării semnalelor video).

Mult mai complexe sunt problemele ridicate de înregistarea semnalelor audio Hi-Fi cu un videocasetofon.

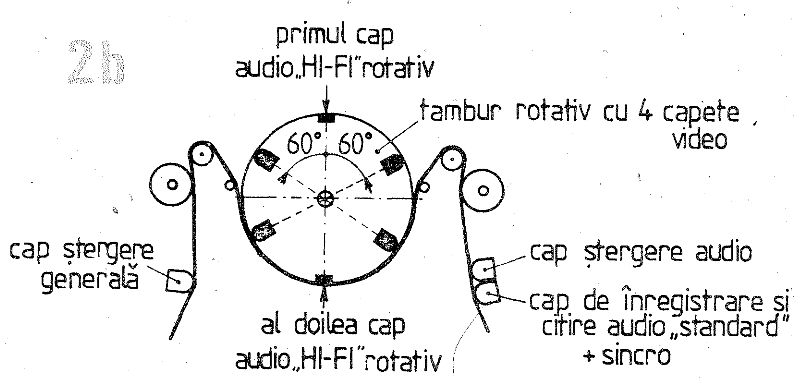
1



2a



2b



În mod clasic, cel puțin la VHS-ul „standard", semnalele audio sunt înregistrate (ca la un magnetofon) cu ajutorul unui cap magnetic fix, prin fața căruia defilează banda magnetică din videocasetă.

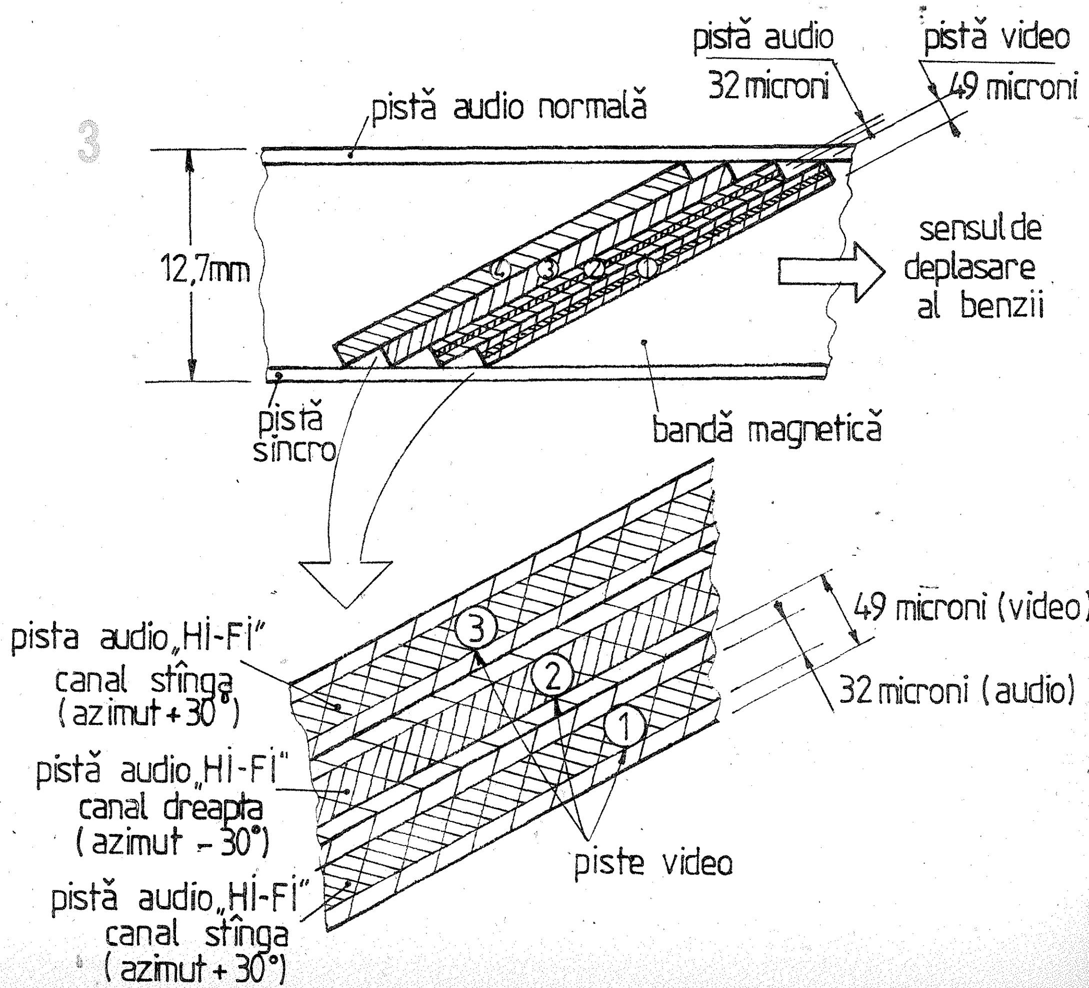
Banda este antrenată cu o viteză de defilare liniară, de unde provine calificativul folosit pentru a desemna acest tip de înregistrare. Caracteristicile formatului utilizat: 2,34 cm/s pentru VHS și 2,005 cm/s pentru Video-8 în modelul „standard" (SP), valori reduse la jumătate, respectiv 1,17 cm/s (VHS) și 1,005 cm/s (Video-8) la modelul Long Play (LP) al acestor două formate.

Valori foarte slabe, comparate cu cele ale casetofoanelor audio (4,75 cm/s) și în special cu cele ale magnetofoanelor (9,5 cm/s și 19 cm/s). Și ceea ce explică mai ales de ce răspunsul în frecvență al videocasetofoanelor nu este câtuși de puțin satisfăcător la nivelul audio, datorită vitezei de rulare mici a benzii.

Astfel, un videocasetofon VHS a cărui bandă defilează cu 2,34 cm/s nu poate să depășească frecvența de redare de 10 000 Hz, în timp ce un model utilizând o viteză redusă la jumătate se oprește la 5 000—6 000 Hz.

Pentru a depăși aceste limitări în ceea ce privește redarea semnalelor audio de frecvență ridicată, s-au folosit vitezele relative foarte mari dintre capul rotativ și banda magnetică: 4,84 m/s pentru VHS, 3,12 m/s pentru Video-8 (în modul SP), adică de 207 ori mai mare în primul caz (2,34 cm/s x 207) și de 160 ori în cel de-al

3



doilea (2,005 cm/s x 160) decât viteza de defilare liniară a benzii magnetice.

Înregistrarea sunetului cu capete magnetice rotative situate pe tamburul de citire nu mai prezintă nici o dificultate în ceea ce privește frecvențele înalte.

Acest lucru se poate face în două moduri: la VHS recurgând la capete audio distincte de capetele video și la Video-8 folosind capetele video și pentru înregistrarea semnalelor audio (prin multiplexare), adică prin amestecul semnalelor corespunzătoare). Acestea sunt înregistrate și citite în MF (modulație de frecvență) obținându-se un răspuns în frecvență bun, un foarte bun raport semnal/zgomot și o dinamică crescută.

Sistemul D-MPX (din limba engleză Depth Multiplex Recorder), cu înregistrare multiplex în profunzime, utilizat de VHS „Hi-Fi", folosind două capete rotative specializate, amplasate pe tamburul de analiză (rotativ), având funcționare independentă, prezintă numeroase avantaje.

La înregistrarea „în profunzime", semnalele video sunt înregistrate la suprafață, deasupra semnalelor „Hi-Fi", care sunt stocate în toată grosimea stratului magnetic.

Pentru aparatele VHS „Hi-Fi", dispunerea capetelor rotative audio și video pe tamburul de analiză al videocasetofoanelor respective este astfel făcută, încât înregistrarea semnalelor de către capetele audio „Hi-Fi" precede înregistrarea semnalelor aplicate capetelor video (figura 1). Se remarcă capul audio „Hi-Fi" rotativ, plasat înaintea capului video, care înregistrează semnalele de joasă frecvență ce îi sunt aplicate, în stratul magnetic profund. Acest lucru este posibil datorită lărgimii relative a întrefierului său (0,65μm) și prin intensitatea câmpului magnetic creat.

După o anumită distanță (notată cu „d" pe figură), capul video rotativ înregistrează semnalele video peste semnalele audio „Hi-Fi". O înregistrare care nu se face ca precedenta, în toată grosimea stratului magnetic, ci doar la suprafață, ținând cont de lărgimea mai mică a întrefierului (0,3μ), de frecvența cea mai scăzută (300 kHz) a semnalelor video de înregistrat (semnale de crominanță) și de intensitatea câmpului magnetic.

Practic, grosimea (d) a unei astfel de înregistrări este determinată de formula: $d = \lambda/4$ (unde λ este lungimea de undă cea mai mică a semnalelor de înregistrat). Lungimea de undă rezultă din relația: $\lambda = \frac{v}{f}$ (unde v = 4,84 m/s).

Astfel, dacă această lungime de undă (λ) corespunde unei frecvențe (f) de 300 kHz, grosimea (d) a unei astfel de înregistrări va fi de:

$$d = \frac{4,84}{300 \cdot 10^{3} \cdot 4} = 4,03 \cdot 10^{-6} = 4\ \mu m.$$

Deci, semnalele video se vor înregistra deasupra semnalelor audio „Hi-Fi".

Orientarea azimuturilor diverselor capete rotative este diferită, astfel, în cazul clasic al VHS-ului, azimuturile capetelor video sunt orientate la ±6°, în timp ce azimuturile capetelor audio „Hi-Fi" sunt încrucișate cu azimuturile precedente, orientările întrefierurilor fiind egale cu±30°.

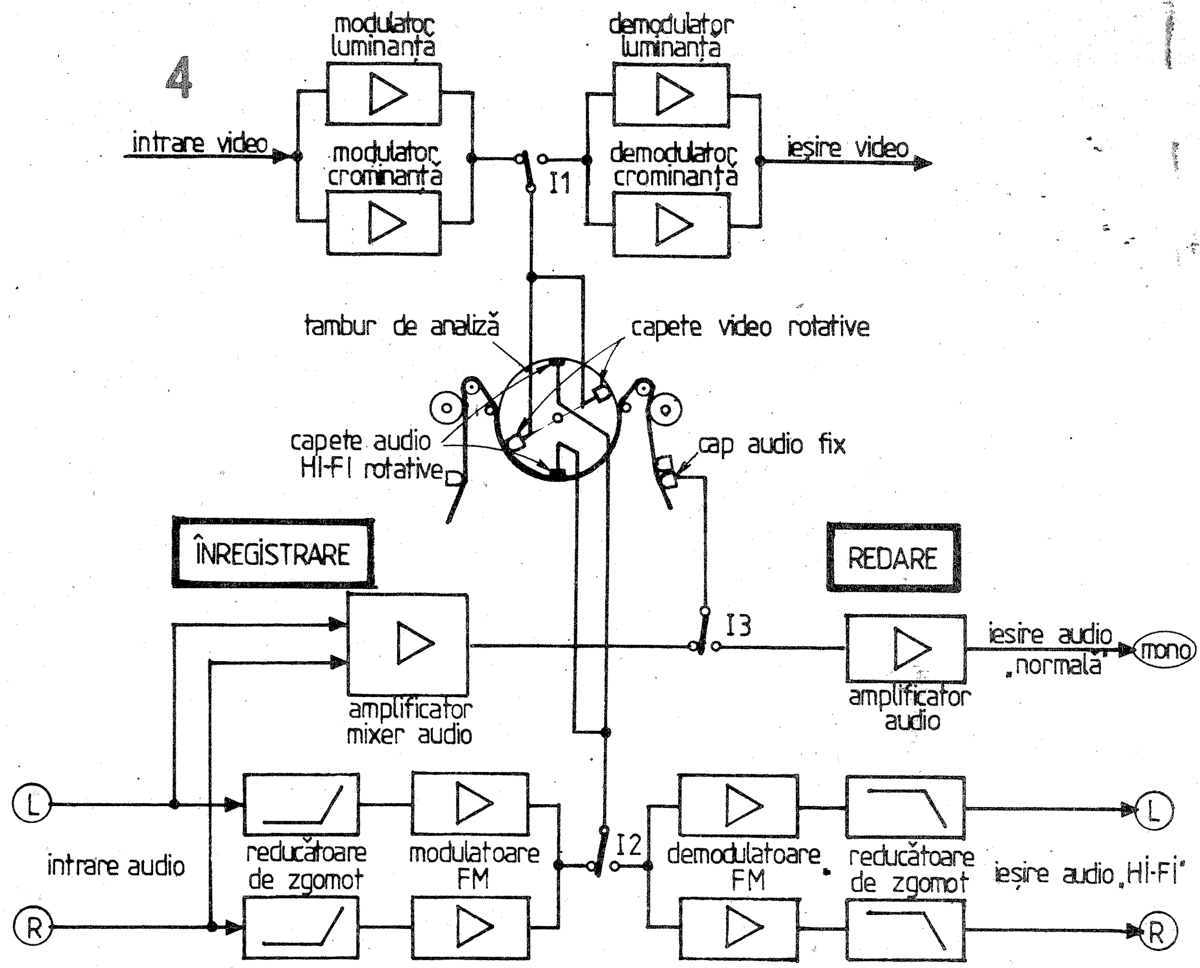
În practică, capetele audio „Hi-Fi" sunt poziționate cu 60° înaintea capetelor video rotative. În figura 2a se prezintă dispoziția capetelor audio „Hi-Fi" rotative la un tambur de analiză cu două capete, iar în figura 2b la unul cu patru capete.

Se observă că unghiurile de azimut ale capetelor video și audio „Hi-Fi" sunt încrucișate: + 6° pentru capul video (B) și —30° pentru al doilea cap audio rotativ.

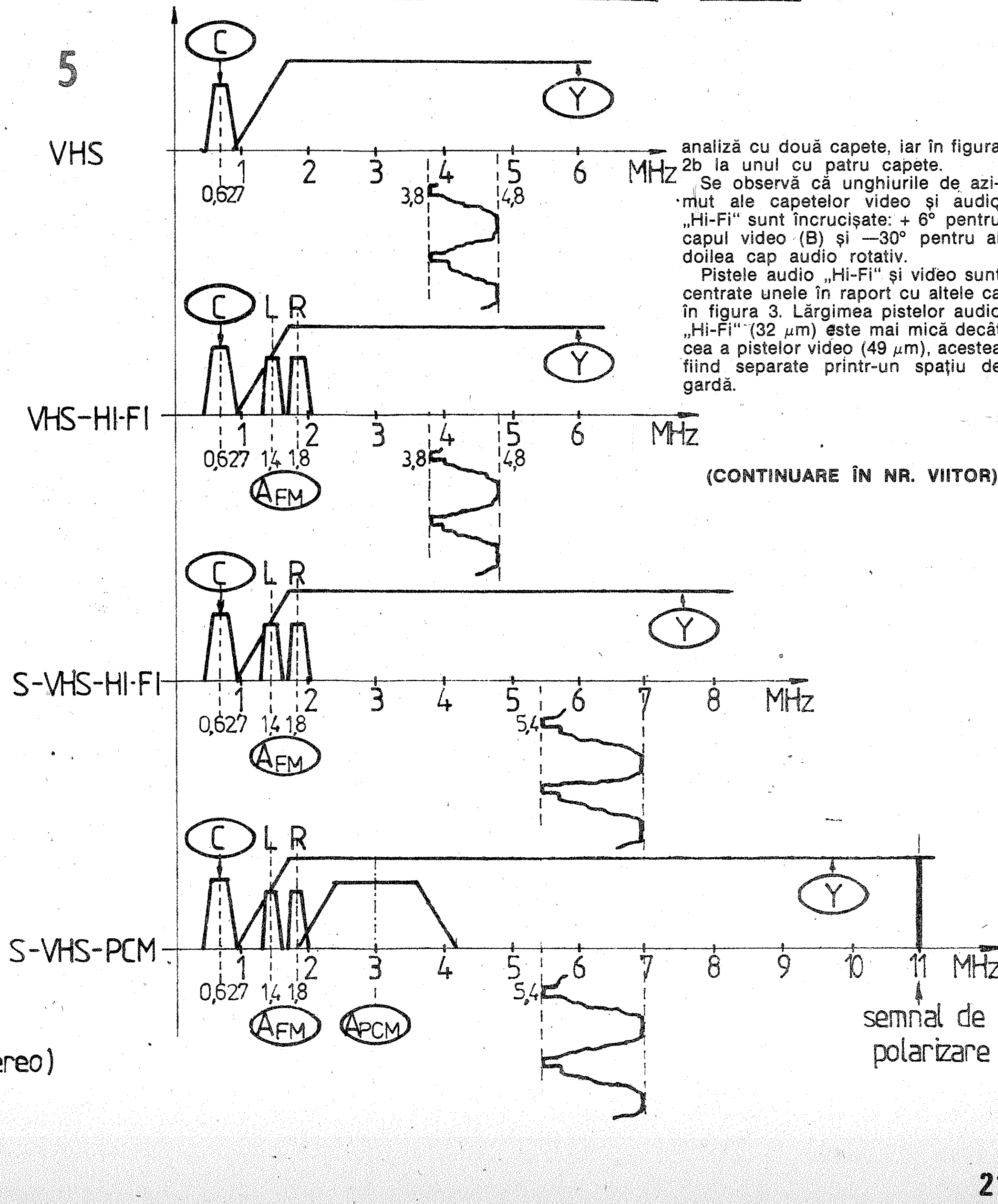
Pistele audio „Hi-Fi" și video sunt centrate unele în raport cu altele ca în figura 3. Lărgimea pistelor audio „Hi-Fi" (32 μm) este mai mică decât cea a pistelor video (49 μm), acestea fiind separate printr-un spațiu de gardă.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

4



5

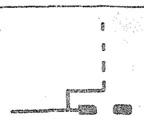
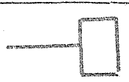
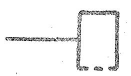
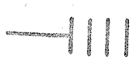
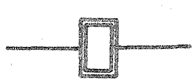
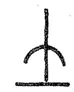
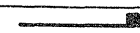


C - semnal de crominanță
Y - semnal de luminanță
AFM - semnale audio FM (stereo)
APCM - semnale audio PCM

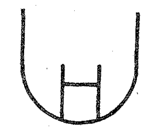
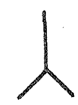
SEMNE CONVENȚIONALE

Ing. ȘERBAN NAICU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Simbol	Denumire
	Electrod de modulație de intensitate
	Electrod de focalizare cu diagramă Placă de formare a fasciculului
	Electrod de divizare a fasciculului, conectat în interior la ultimul electrod de focalizare cu diagramă a tunului electronic
	Electrod cilindric de focalizare Electrod de derivă Element de lentilă electronică
	Electrod cilindric de focalizare cu grilă asociată
	Electrod cu mai multe aperturi
	Electrod de cuantificare
	Electrozi de deviație radicală, figurată o pereche de electrozi
	Grilă cu emisie secundară
	Anod cu emisie secundară Dinod
	Electrod fotoemisiv
	Electrod de acumulare
	Electrod de acumulare cu fotoexcitație
	Electrod de acumulare cu emisie secundară în sensul săgeții
	Electrod de acumulare cu fotoconducție

3. ELEMENTE DE SIMBOLURI PRINCIPALE UTILIZATE PENTRU TUBURILE DE MICROUNDE

Simbol Forma simplificată	Denumire
	Ansamblul tunului de electroni, figurat cu incintă
	Reflector

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

EXPONOMETRU DIGITAL DE LABORATOR

Fiz. GH. BĂLUȚĂ
Fiz. EUGENIA CĂRBUNESCU

(URMARE DIN Nr. TRECUT)

Numărătorul binar MMC 4040, a cărui capacitate maximă este 2^{11} a fost limitat la valoarea 2^{10} cu ajutorul porții NAND CI 1.4 astfel: cînd se depășește valoarea 2^{10}, un semnal HI apare pe ieșirea 2^{11} a numărătorului (pinul 15), ceea ce determină trecerea în LO a intrării 13 a porții CI 1.4 și blochează trecerea impulsurilor în numărător. Acesta se oprește deci în starea 1024 = 2^{11}. Dar dacă luăm în considerare numai primele 10 ieșiri (2^0....2^9) care sînt toate în LO și care sînt conectate la intrările de adrese ale EPROM-ului MMN 2716, acesta din urmă „vede" starea 1024 echivalentă cu starea 0.

Unui anumit număr N de impulsuri contorizate de numărător după un ciclu de măsură îi corespunde, prin EPROM, un set de 8 date (binare) înscrise în locația de memorie N. Aceste 8 ieșiri de date comandă direct un element de afișare numeric cu LED-uri (o cifră compusă din 7 segmente și punctul zecimal).

Pentru a completa un număr compus din 2 1/2 cifre, se apelează și la locația de memorie N+1024, unde vom găsi alte 8 date, care vor comanda un al doilea element de afișare, și în loc de punct, cifra 1. În schița care a fost introdusă în schemă se observă că adresei N îi corespunde cifra „unităților" și punctul zecimal, în timp ce adresei (N+1024) îi este alocată cifra „zecimilor" de secundă și cifra 1 (zeci de secunde). Alimentarea succesivă a anozilor comuni ai cifrelor și avansul adresei cu 1024 sînt realizate de un oscilator (circa 50 Hz), construit de asemenea cu βE 555.

Pentru ca pe afișaj să nu se observe „defilarea" cifrelor în timpul numărării (pe intervalul T), intrarea 20 (validarea ieșirilor negată OE) a EPROM-ului s-a legat de colectorul lui BC 173, unde este prezent un potențial pozitiv (HI) pe tot intervalul T.

ETALONAREA APARATULUI

Se aplică fotorezistenței iluminarea maximă posibilă cu aparatul de mărit pe care îl posedăm (diafragma complet deschisă, raport de mărire redus, film subexpus). Apoi se aplică niveluri de iluminare din ce în ce mai mici, în trepte succesive aflate în raportul 1/2. Aceste niveluri se obțin prin închiderea diafragmei cu cîte o treaptă. Cînd se ajunge la închiderea maximă, se introduce un filtru gri de atenuare a luminii. Densitatea optică a acestui filtru trebuie astfel aleasă încît să reproducă ultimul nivel de iluminare, dar cu diafragma complet deschisă; apoi se continuă reducerea luminii din treaptă în treaptă.

Pentru fiecare asemenea nivel de iluminare trebuie determinate două elemente: conținutul numărătorului binar (adresa din EPROM care va fi apelată) și timpul de expunere necesar pentru expunerea corectă a hîrtiei fotografice.

Primul element se determină prin introducerea în montaj a unui EPROM „auxiliar", în care se află înscrise date care permit localizarea cu suficientă precizie a adresei. De exemplu, la adresele 0—199 se introduc date care provoacă aprinderea pe afișaj chiar a cifrelor 0—199. Apoi pe intervalul 200—1023 se introduc date care produc aprinderea cifrelor 2.0±10.2 reprezentînd adresa împărțită la 100, cu ultima cifră neglijată prin rotunjire în minus.

Al doilea element, timpul de expunere, se determină experimental pentru fiecare treaptă de iluminare, astfel încît, pe hîrtia și cu procesul de developare folosite, să se obțină o nuanță de gri mediu.

Putem întocmi acum un tabel, după modelul celui alăturat, în care trecem, pe coloane separate, timpul, adresa și datele ce trebuie înscrise la adresa respectivă. Între valorile determinate experimental tabelul se completează prin extrapolare liniară.

Adresa 0 a EPROM-ului poate fi apelată în două cazuri:

a) cînd lumina este foarte intensă, T este foarte mic și nici un impuls nu ajunge în numărător;

b) cînd lumina este foarte slabă, T este foarte mare, la numărător ajung mai mult de 2^{10} = 1024 impulsuri și acesta se blochează pe valoarea 1024 echivalentă, după cum am arătat, cu 0 (toate cele 10 intrări ale EPROM-ului în starea LO).

Datorită acestei nedeterminări, la adresa 0 nu se înscrie nici o dată (toate datele rămîn HI, ca într-o memorie ștearsă) astfel că afișajul va fi complet stins.

În următoarele 5—6 adrese nu se vor înscrie cifre din cauza preciziei reduse pe care o asigură măsurătorile foarte scurte. De aceea se va afișa o linie pentru valorile foarte mici ale timpilor.

Adreselor mai mari le corespund timpi mai mari, în exemplul nostru de la 0,6 la 162 secunde. Maximul afișabil este de 199 secunde. Se observă că pentru timpi egali sau mai mari decît 20 secunde se renunță la fișarea zecimilor de secundă și a punctului zecimal fără ca precizia să fie afectată în mod semnificativ. Evident că în aceste cazuri semnificația cifrelor afișate de cei 2 1/2 digiți se schimbă, devenind sute, zeci și respectiv unități (secunde).

EPROM-ul necesar exponometrului va fi programat conform datelor din tabel. Se poate folosi programatorul descris în Tehnium nr. 8/1992.

Timpul (sec)	Adresa N	Datele în N	Adresa N+1024	Datele N+1024
	0		1024	
—	1	—	1025	—
—	2	—	1026	—
—	3	—	1027	—
—	4	—	1028	—
—	5	—	1029	—
—	6	—	1030	—
0,6	7	0.	1031	6
0,7	8	0.	1032	7
0,9	9	0.	1034	9
1,0	10	1.	1035	0
1,2	11	1.	1036	2

Timpul (sec)	Adresa N	Datele în N	Adresa N+1024	Datele N+1024
1,4	12	1.	1037	4
9,8	54	9.	1078	8
10,0	55	0.	1079	0.
10,2	56	0.	1080	2.
10,5	57	0.	1081	5.
19,8	100	9.	1124	8.
20	101	2	1125	0
20	102	2	1126	0
20	103	2	1127	0
21	104	2	1128	1
162	1023	6	2047	2.

Celor interesați a cunoaște înlocuirea CIRCUITELOR INTEGRATE LINIARE din aparatura electrocasnică sovietică, cu CIRCUITE INTEGRATE LINIARE din producția europeană, le recomandăm lucrarea TEHNIUM — SERVICE — Circuite Echivalente.
Lucrarea poate fi procurată de la redacția TEHNIUM — Piața Presei Libere nr. 1, sector 1.
Informații la telefon: 618 35 66.

Redactor șef: ing. ILIE MIHĂESCU
Secretar general de redacție: ing. ȘERBAN NAICU
Redactor: D. CHIȚA; V. CÂMPEANU
Grafică: I. IVAȘCU
Corectură: GEORGE IVAȘCU
Secretariat: M. MARINESCU

Administrația: Editura „Presa Națională" S.A.

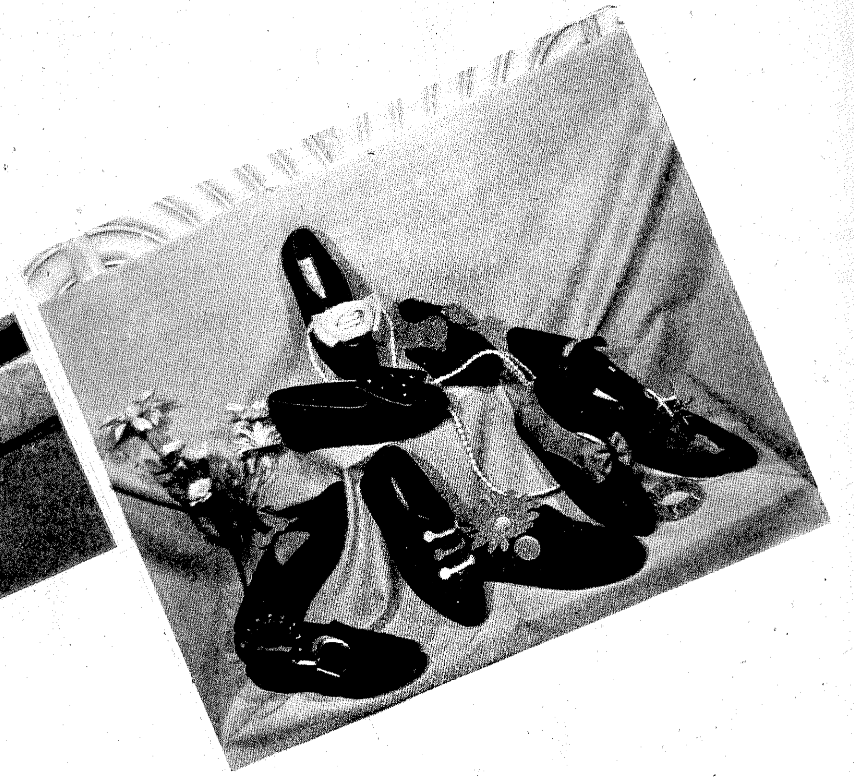
Tiparul executat
la Imprimeria „Coresi"
București

INDEX 44212

S.C. DÂMBOVIȚA S.A.

S.C. „DÂMBOVIȚA“ S.A. — București
Splaiul Unirii nr. 96, Sector 4
Tel. 675 6020





Cu o vechime de peste 100 ani, produce încălțăminte destinată următoarelor categorii:
● copii ● adolescenți ● femei ● bărbați. În cadrul întreprinderii se pot întâlni mai multe sisteme de confecție: ● încălțăminte cu talpa lipită — I.L. ● încălțăminte cu talpa cusută pe ramă — C.R. ● încălțăminte cu talpa injectată direct pe fețe — I.J.

Încălțămintea realizată în cadrul societății prezintă o coloristică diversificată — pielea fiind realizată în tăbăcăria proprie — atât vegetală cât și minerală.

Solicitările partenerilor externi sunt o garanție a calității produselor noastre pe piețele cele mai exigente din lume.

Încălțămintea realizată la S.C. „Dâmbovița“ S.A. poartă pe ea marca fabricii noastre „DIMBO“.

Dacă marfa produsă sub marca „DIMBO“ nu se găsește în magazinele de desfacere, înseamnă că s-a vândut, dar oricând solicitările dv. pot fi satisfăcute, vizitându-ne magazinele proprii din str. Splaiul Unirii, nr. 96.

Diasfin S.A.

SOCIETATEA COMERCIALĂ DE SCULE CU SUPERABRAZIVI DIASFIN S.A.

Șos. Pantelimon nr. 1, sector 2, cod 73381 — București — ROMANIA
Tel. 635 48 29, Fax: 642 68 35, Tlx: 10466

S.C. „DIASFIN“ S.A. are ca obiect de activitate producerea și comercializarea, la intern și extern, a unei game largi de scule cu superabrazivi (diamant sintetic, azotură cubică de bor, policristale de diamant sintetic):

- **scule pentru prelucrarea carburilor metalice sinterizate;**
- **scule pentru prelucrarea oțelurilor tratate;**
- **scule pentru prelucrarea sticlei și ceramicii;**
- **scule pentru debitat și profilat materiale de construcții (marmură, granit, ceramică, faianță, gresie, lemn, etc.);**
- **scule pentru îndreptat și profilat corpuri din abraziv convențional;**
- **filiere pentru trefilat sârmă;**
- **scule diamantate de uz stomatologic.**

Sperând într-o bună colaborare în viitor, vă mulțumim pentru interesul acordat produselor noastre.

